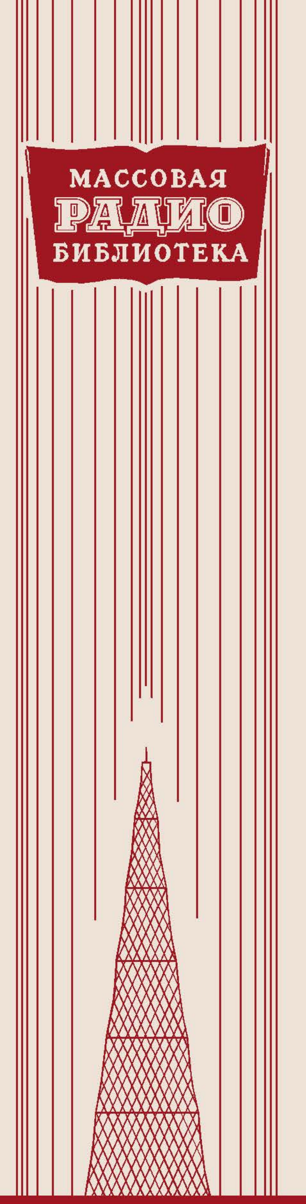
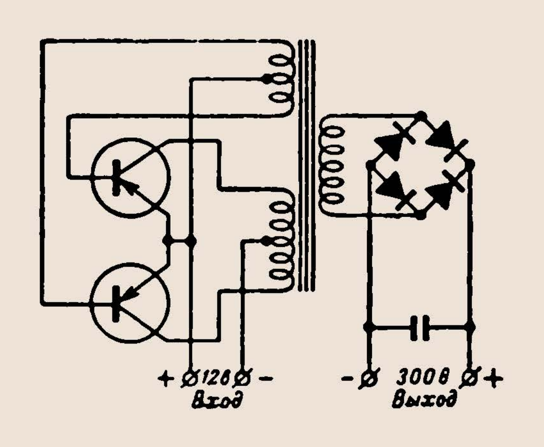


А. А. ЖУРАВЛЕВ и К. Б. МАЗЕЛЬ

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ТРАНЗИСТОРАХ



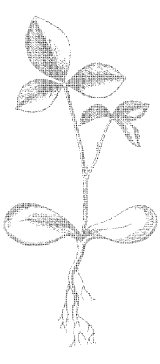
ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 357

А. А. ЖУРАВЛЕВ и К. Б. МАЗЕЛЬ

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ТРАНЗИСТОРАХ





ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО

МОСКВА 1960 ЛЕНИНГРАД

В брошюре рассматриваются наиболее употребительные схемы преобразователей постоянного напряжения на транзисторах, приводятся примеры расчета таких схем и описываются некоторые специальные схемы преобразователей на транзисторах.

Брошюра рассчитана на подготовленных радиолюбителей, знакомых с полупроводниковыми приборами.

Журавлев Анатолий Андреевич
Мазель Климентий Борисович

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Редактор *П. А. Попов* Техн. редактор *Н. И. Борунов*

Сдано в набор 27/VIII 1959 г. Подписано к печати 9/XII 1959 г.
Т-13073 Бумага 84×108 1/32 4,1 печ. л. Уч.-изд. л. 4,7
Тираж 62 000 экз. Цена 1 р. 90 к. Заказ 439

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Полупроводниковые диоды и транзисторы находят широкое применение не только в приемных и передающих радиотехнических устройствах, но также и в схемах источников питания. В последнее время проявляется значительный интерес к схемам преобразователей постоянного напряжения на транзисторах. Эти схемы позволяют преобразовать с высоким к. п. д. одно постоянное напряжение в другое постоянное или переменное напряжение.

Однако литература по транзисторным преобразователям в настоящее время ограничивается лишь несколькими журнальными статьями.

В данной брошюре рассмотрены основные вопросы, касающиеся работы и расчета наиболее употребительных схем преобразователей на транзисторах. Брошюра не претендует на полноту изложения всех вопросов, связанных с теорией и расчетом таких устройств, и предназначена главным образом для ознакомления широких кругов подготовленных радиолюбителей с основными принципами работы и методами практического расчета некоторых схем преобразователей.

Несмотря на то, что приводимая в брошюре методика расчета преобразователей и усилителей мощности сравнительно проста, она дает результаты, удовлетворительно совпадающие с экспериментом.

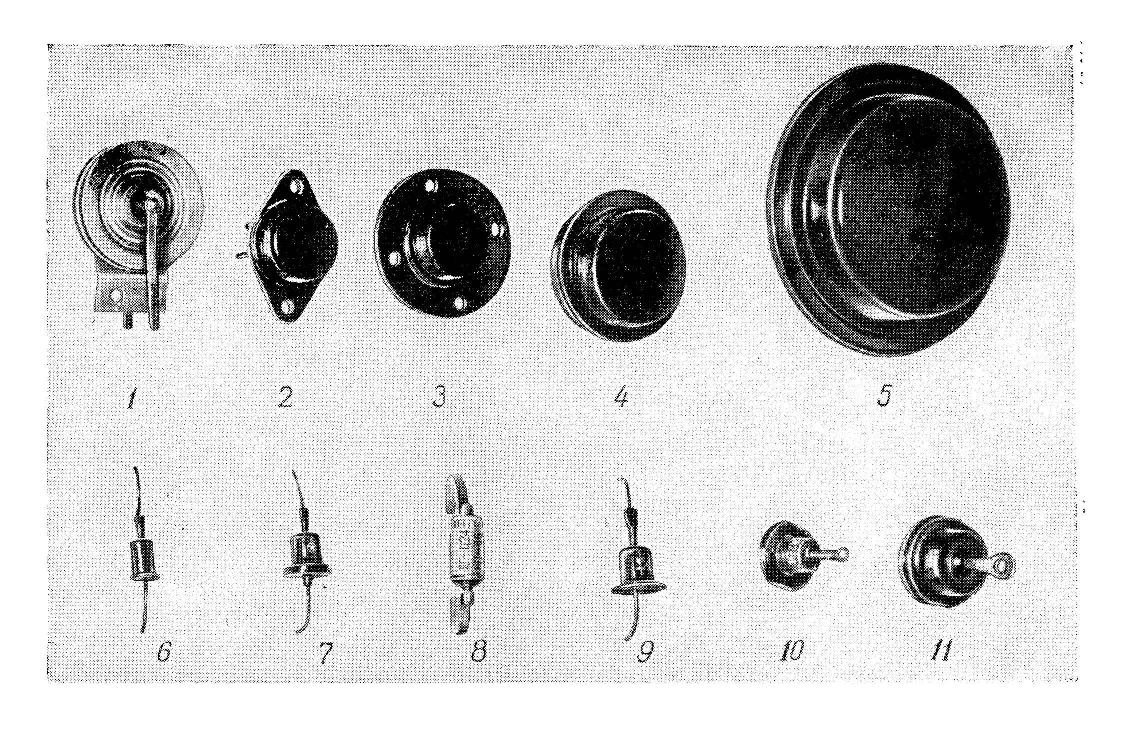
В брошюре приводятся данные многих полупроводниковых и некоторых электровакуумных приборов, которые находят применение в схемах преобразователей.

Материал, изложенный в гл. 4, знакомит с некоторыми схемами, дающими возможность использовать преобразователи не только для преобразования напряжения, но также и для других целей. В этой же главе рассмотрены схемы, позволяющие увеличить надежность работы преобразователей.

Авторы выражают надежду, что настоящая брошюра в некоторой степени восполнит недостаток литературы по указанному вопросу.

Гл. 1 брошюры написана А. А. Журавлевым, а гл. 2, 3 и 4 К. Б. Мазелем.

Авторы



Транзисторы и полупроводниковые диоды.

Транзисторы: *1* — типа П3; *2* — типов П201—П203; *3* — типа П4; *4* — типов П209 и П210; *5* — типов П207 и П208. Полупроводниковые диоды: *6* — стабилитроны типов Д808—Д811 и Д813; *7* — диоды типов Д206—Д211; *8* — типов ДГ-Ц21—ДГ-Ц27; *9* — типа Д7; *10* — типов Д202—Д205; *11* — типов Д302—Д305.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

1. ТИПЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Преобразование энергии источников постоянного тока одного напряжения в постоянный или переменный ток другого напряжения находит широкое применение в современной электронной аппаратуре.

Необходимость создания малогабаритных, экономичных, простых и надежных в эксплуатации источников питания для электронной аппаратуры, и в первую очередь для переносной и передвижной, с особой остротой возникла в связи с широким использованием полупроводниковых приборов в различных радиотехнических устройствах.

В переносной и передвижной радиоаппаратуре основными первичными источниками низкого напряжения служат аккумуляторы и сухие батареи. Питание высоковольтных цепей обычно производилось от громоздких сухих анодных батарей, имеющих малую емкость и небольшой срок хранения, или от электромашинных преобразователей — умформеров. Кроме умформеров, некоторое распространение получили также преобразователи на лампах с холодным катодом, на тиратронах и других приборах. За последние 10—15 лет для питания анодно-экранных цепей маломощной (до сотни ватт) переносной аппаратуры широко использовались вибрационные преобразователи, которые имеют существенные преимущества перед умформерами.

Однако ни один из этих типов преобразователей при малых мощностях не обладает достаточно высоким к. п. д. Это объясняется тем, что значительная часть потребляемой энергии, которая сравнительно мало зависит от величины нагрузки, тратится непосредственно в самих преобразователях. В умформере, например, энергия теряется на пре-

одоление силы трения, на потери в стали и меди, в вибропреобразователе потребляет энергию катушка электромагнита, преобразователи напряжения с электронными лампами потребляют энергию в цепях накала. Кроме того, указанные преобразователи имеют и ряд других серьезных недостатков, основными из которых являются: небольшой срок службы, большие габариты и вес, помехи радиоприему из-за наличия механически переключающихся контактов; преобразователи на лампах требуют сравнительно высокого первичного напряжения и т. д.

Задача преобразования постоянного напряжения может быть решена значительно лучше с помощью транзисторов (полупроводниковых триодов), электрические характеристики которых позволяют им выполнять функции весьма совершенных низковольтных прерывателей. Прерывая с их помощью постоянный ток в первичной обмотке трансформатора, можно получить требуемое напряжение на зажимах вторичной обмотки.

Устройства на плоскостных транзисторах позволяют преобразовывать постоянное напряжение величиной 1,5—30 *в* в более высокое или более низкое переменное напряжение прямоугольной формы, которое при необходимости может быть выпрямлено. Мощность, получаемая от преобразователей, лежит в пределах от единиц до нескольких сотен ватт. Частота получаемого переменного напряжения может лежать в пределах от нескольких десятков герц до нескольких килогерц, что позволяет значительно уменьшить габариты и вес трансформаторов и сглаживающих фильтров. Преобразователи на транзисторах по сравнению с умформерами и вибропреобразователями имеют ряд преимуществ, к числу которых следует отнести: более высокую надежность и бо́льший срок службы вследствие отсутствия движущихся частей, повышенный к. п. д., достигающий 70—90%, более высокую устойчивость к тряске и вибрациям, практически полное отсутствие акустических помех.

Транзисторные преобразователи имеют важное значение не только для переносной и передвижной, но и для стационарной аппаратуры в неэлектрифицированных районах, в условиях экспедиций, для аварийных групп. В этих условиях при наличии термоэлектрического полупроводникового генератора (питаемого от керосиновой лампы) или аккумулятора (заряжаемого с помощью двигателя автомашины, трактора или с помощью ветродвигателя) можно обеспе-

чить нормальным питанием различные маломощные радиоустройства.

Полупроводниковые преобразователи могут быть использованы для создания экономичных и компактных источников высокого напряжения для питания портативных приемников и передатчиков, импульсных ламп фотовспышек, электронно-лучевых осциллографов, счетчиков заряженных частиц и пр.

Основными недостатками транзисторных преобразователей являются температурные ограничения, обычные для полупроводниковых приборов, и высокая начальная стоимость по сравнению, например, с вибропреобразователями. Однако можно ожидать, что температурные ограничения будут значительно уменьшены при использовании кремниевых транзисторов, которые в настоящее время разрабатываются отечественной промышленностью, а стоимость транзисторов будет резко снижена при их массовом изготовлении.

В табл. 1 приведены сравнительные данные умформеров, вибрационных и транзисторных преобразователей.

Таблица 1

Сравнительные данные преобразователей разных типов

Тип преобразователя	Полезная мощность, *вт*	Входное напряжение, *в*	К. п. д., %	Вес, *кг*
Умформер РУН-10	10	12	29	2
Умформер РУН-45А	45	24	43	3
Умформер РУН-75	75	12	47	2,85
Умформер РУН-300	300	24	62	16,5
Вибрационный ВПР-6	7,7	5	60	—
Вибрационный ВП-1	11	6	55	—
Вибрационный ВП-8	15	12,8	50	—
Вибрационный ВП-21	21	6	70	—
Транзисторный	1,3	2,4	70	0,3
Транзисторный	4,3	4,8	75	0,4
Транзисторный	25	24	80	0,7
Транзисторный	50	12	80	1,5
Транзисторный	100	12	84	2,1
Транзисторный	600	24	95	20

Приведенные в табл. 1 данные не учитывают таких показателей, как срок службы, температурный режим работы, механическая прочность и т. д. Кроме того, эти данные для транзисторных преобразователей могут получаться неодинаковыми в зависимости от величины выпрямленного напряжения и тока. Поэтому окончательная оценка целесо-

образности применения транзисторных преобразователей производится при сопоставлении их с другими преобразователями для конкретно заданных режимов и условий работы.

2. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Преобразователи на транзисторах можно разделить на два основных типа: без усиления и с усилением мощности.

Блок-схема преобразователя первого типа (без усиления мощности) приведена на рис. 1. Такой преобразователь состоит из следующих основных элементов: источника по-

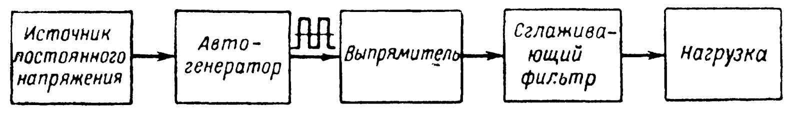


Рис. 1. Блок-схема преобразователя на транзисторах без усиления мощности.

стоянного напряжения, автогенератора (генератора с самовозбуждением) с прямоугольной формой выходного напряжения, выпрямителя, сглаживающего фильтра и нагрузки.

Блок-схема преобразователя второго типа (с усилением мощности) изображена на рис. 2. Она отличается от предыдущей блок-схемы наличием усилителя, повышающего

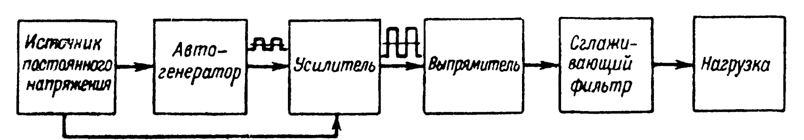


Рис. 2. Блок-схема преобразователя на транзисторах с усилением мощности.

мощность колебаний автогенератора. Питание автогенератора и усилителя производится от общего источника, постоянное напряжение которого необходимо преобразовать.

В преобразователях первого типа обмотки автогенератора и выпрямителя размещаются на одном трансформаторе. В преобразователях второго типа автогенератор рассчитывают на небольшую мощность и выполняют на отдельном малогабаритном трансформаторе. Напряжение, получаемое от автогенератора, усиливают (обычно усилителем на транзисторах, работающих в режиме переключе-

ния) и затем выпрямляют. Выходной трансформатор усилителя одновременно является выходным трансформатором преобразователя. Мощность автогенератора, который в данном случае является задающим генератором, должна быть достаточной для питания входной цепи усилителя.

Преобразователи первого типа обладают рядом существенных недостатков. Как показал опыт, жесткая связь обмоток автогенератора и выпрямителя приводит к тому, что изменение нагрузки выпрямителя влияет на режим автогенератора, изменяя частоту переменного напряжения и его форму; это в свою очередь влияет на величину выходного выпрямленного напряжения. Режим автогенератора и выпрямителя также заметно зависит от сборки трансформатора и величины воздушного зазора, который в ряде случаев необходимо вводить в магнитопровод.

Все это сильно осложняет настройку преобразователей первого типа и затрудняет получение преобразователей с повторяющимися параметрами при массовом производстве. Преобразователи первого типа целесообразно применять при малых выпрямленных мощностях, когда нежелательно вводить в схему дополнительный трансформатор и транзисторы для усиления мощности.

В преобразователях второго типа указанные недостатки отсутствуют. Форма напряжения и частота задающего генератора практически не изменяются, так как его нагрузкой является входная цепь усилителя на транзисторах, сопротивление которой почти не зависит от нагрузки усилителя. Ввиду сравнительно малого внутреннего сопротивления усилителя изменение нагрузки выпрямителя мало влияет на величину и форму выпрямляемого переменного напряжения. Если же в качестве вентилей применяют полупроводниковые диоды, то нагрузочная характеристика выпрямителя будет представлять собой прямую линию с малым наклоном к оси тока.

Преобразователи второго типа целесообразно применять в тех случаях, когда требуется получить мощность свыше 30—50 *вт*. Потери мощности, связанные с применением отдельного задающего генератора, вполне компенсируются высоким к. п. д. усилителя и выпрямителя переменного напряжения прямоугольной формы. Кроме того, наличие отдельного задающего генератора позволяет питать от него несколько усилителей, не вызывая при этом взаимных влияний.

Ниже рассматриваются наиболее распространенные схемы преобразователей первого и второго типов.

3. СХЕМЫ АВТОГЕНЕРАТОРОВ НА ТРАНЗИСТОРАХ

В основе работы большинства преобразователей постоянного напряжения лежит принцип прерывания постоянного тока в первичной обмотке трансформатора.

Чтобы обеспечить работу преобразователя с минимальными потерями, прерывающее устройство должно иметь бесконечно большое сопротивление в состоянии «выключено» и бесконечно малое сопротивление в состоянии «включено».

Подобными характеристиками обладают плоскостные транзисторы, работающие в ключевом режиме. Состояние «выключено» соответствует прекращению коллекторного тока, когда сопротивление транзистора достигает сотен килоом; в состоянии «включено» транзистор работает в области насыщения, где его сопротивление составляет доли ома. Таким образом, при наличии максимального напряжения на коллекторе ток коллектора будет близок к нулю, а при протекании через транзистор максимального тока падение напряжения на транзисторе в свою очередь будет очень мало. Поэтому потери на транзисторах в обоих состояниях будут незначительны.

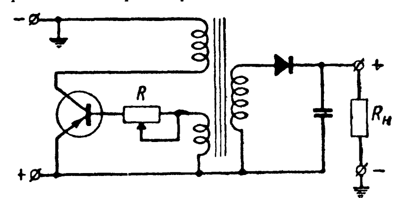


Рис. 3. Схема преобразователя с однотактным транзисторным автогенератором и однополупериодным выпрямителем.

Для получения преобразователя с высоким к. п. д. необходимо создать такую схему, в которой время переходного процесса от одного состояния к другому было бы возможно короче. Чтобы выполнить это требование, нужно иметь генератор прямоугольных колебаний.

На рис. 3 показана схема простейшего преобразователя постоянного напряжения без усиления мощности. Преобразователь состоит из релаксационного генератора с самовозбуждением (автогенератора), собранного по однотактной схеме с общим эмиттером, и однополупериодного выпрямителя, работающего на емкость. В состоянии схемы «включено», т. е. когда сопротивление транзистора мало, происходит накопление энергии в магнитном поле трансформатора, а в состоянии «выключено», когда сопротивление транзистора велико, накопленная энергия отдается в нагрузку. Сопротивление R в цепи базы плоскостного

транзистора служит для регулирования входной, а следовательно, и выходной мощности преобразователя. Однако нужно иметь в виду, что с увеличением этого сопротивления к. п. д. устройства падает. Для повышения к. п. д. и выходного напряжения преобразователя последнее включено последовательно с входным напряжением. Следует отметить, что в однотактной схеме автогенератора (рис. 3) существует постоянное подмагничивание сердечника трансформатора, оказывающее вредное влияние на работу преобразователя. Поэтому эта схема имеет ограниченное применение и может быть использована лишь для преобразования мощности не более 1—2 *вт*.

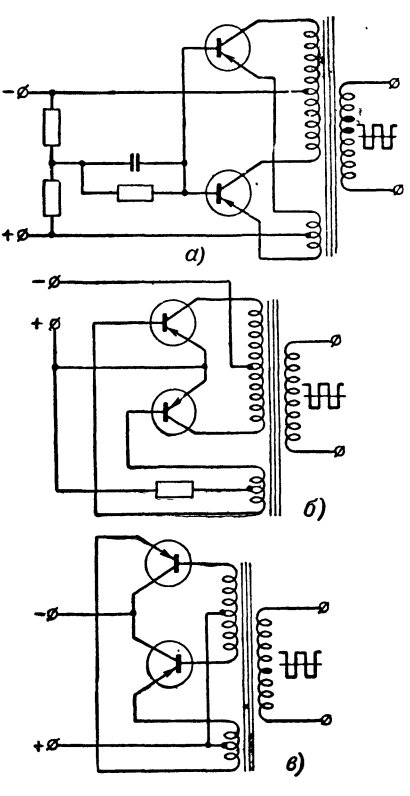


Рис. 4. Двухтактные схемы транзисторных автогенераторов.

В настоящее время получили распространение двухтактные схемы автогенераторов с трансформаторной связью. Такие схемы позволяют сравнительно легко получить на выходе автогенератора напряжение симметричной и практически прямоугольной формы. Транзисторы автогенераторов могут быть включены по схеме с общей базой (рис. 4,*а*), с общим эмиттером (рис. 4,*б*) и с общим коллектором (рис. 4,*в*). В этих схемах транзисторы выполняют роль переключателей, поочередно отпираясь и запираясь, подобно лампам в схеме симметричного мультивибратора. Наибольшее распространение получила схема с общим эмиттером, позволяющая при малых напряжениях источника питания получить больший к. п. д. При высоких напряжениях источника питания (25—30 *в*) может оказаться целесообразным

Таблица 2

Основные данные плоскостных транзисторов

Обозначение транзистора	$I_{к.\ макс}$, *а*	$U_{к\text{-}э.\ макс}$, *в*	$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\Delta U_{к\text{-}э}$, *в*	$r_{вх.\ б}$, *ом*	$P_{к.\ макс}$, *вт*: С дополнительным теплоотводом	$P_{к.\ макс}$, *вт*: Без теплоотвода	$T_{корп.\ макс}$, °С	$T_{пер.\ макс}$, °С	$R_т$, °С/*вт*	Размеры, *мм*: Высота	Размеры, *мм*: Диаметр	Вес, *г*
П3А	0,15	—50	10	0,5	4	3,5	1	+50	—	—	27	25	8
П3Б	0,25	—50	10	0,5	4	3,5	1	+50	—	—	27	25	8
П3В	0,45	—50	10	0,5	4	3,5	1	+50	—	—	27	25	8
П201	1,5	—30	20	0,5	2	10	1	—	+100	3,5	9,6	30	8
П201А	1,5	—30	40	0,5	2	10	1	—	+100	3,5	9,6	30	8
П202	1,5	—45	20	0,5	2	10	1	—	+100	3,5	9,6	30	8
П203	1,5	—60	20	0,5	2	10	1	—	+100	3,5	9,6	30	8
П4А	5	—60	5	0,5	1	20	2	—	+90	2	9,5	30	14
П4Б	5	—70	8—20	0,5	1	30	3	—	+90	2	9,5	30	14
П4В	5	—40	10	0,5	1	30	3	—	+90	2	9,5	30	14
П4Г	5	—60	10—20	0,5	1	30	3	—	+90	2	9,5	30	14
П4Д	5	—60	20	0,5	1	30	3	—	+90	2	9,5	30	14
П209, П209А	12	—40	15	0,5	0,4	60	1,5	—	+85	1	14	32	40
П210, П210А	12	—60	15	0,5	0,4	60	1,5	—	+85	1	14	32	40
П207, П207А	25	—40	15	0,5	0,2	100	4	—	+85	0,6	22	60	210
П208, П208А	25	—60	15	0,5	0,2	100	4	—	+85	0,6	22	60	210

включение транзисторов по схеме с общей базой, так как в этой схеме несколько увеличивается допустимое напряжение на коллекторе транзистора.

Подробный анализ работы двухтактного автогенератора и примеры расчета схем содержатся в гл. 2.

Наибольшая мощность, которая может быть преобразована, определяется максимально допустимыми значениями коллекторного тока и напряжения для данного типа транзистора.

В табл. 2 приведены основные данные плоскостных транзисторов с проводимостью типа *p-n-p*, которые могут быть использованы в преобразователях постоянного напряжения. Приведенные электрические параметры транзисторов обеспечиваются при окружающей температуре от +15 до +25° С. Значения максимально допустимого напряжения между коллектором и эмиттером $U_{\text{к-э.макс}}$ коэффициента усиления по току β, падения напряжения на участке коллектор — эмиттер $\Delta U_{\text{к-э}}$ и входного сопротивления в схеме с общей базой $r_{\text{вх.б}}$ являются ориентировочными, так как зависят от режима, в котором используются транзисторы, и могут отличаться от образца к образцу у транзисторов одного и того же типа.

4. СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Для получения постоянного напряжения в транзисторных преобразователях целесообразно использовать такие схемы выпрямления, которые не вызывают постоянного подмагничивания сердечника трансформатора (постоянное подмагничивание приводит к снижению мощности преобразователя). К таким схемам относятся: мостовая схема (рис. 5,*а*), двухполупериодная схема (рис. 5,*б*), схема удвоения (рис. 5,*в*) и симметричные схемы умножения напряжения.

Однополупериодная схема выпрямления (рис. 3), в которой имеет место постоянное подмагничивание сердечника, применяется очень редко и может быть использована только для преобразования малых мощностей.

В качестве электрических вентилей в схемах выпрямителей могут быть использованы германиевые и кремниевые диоды, селеновые выпрямительные столбики, а также кенотроны и тиратроны.

В табл. 3—7 приведены основные данные вентилей, наиболее подходящих для применения в схемах транзи-

сторных преобразователей. Приведенные электрические параметры германиевых диодов типов ДГ-Ц, Д7 и Д302—Д305 обеспечиваются при окружающей температуре от +15 до +25° С; при температуре выше +25° С указанные в таблицах значения выпрямленного тока и обратного напряжения необходимо снижать.

Таблица 3

Основные данные германиевых и кремниевых диодов

Тип диода	Максимально допустимый выпрямленный ток, *а*	Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения, *в*	Прямое напряжение при максимальном выпрямленном токе, *в*	Амплитуда обратного тока при максимальном амплитудном обратном напряжении, *ма*	Размеры, *мм*		Вес, *г*
					Длина	Диаметр	
ДГ-Ц21	0,3	50	0,5	0,5	21	7,3	2
ДГ-Ц22	0,3	100	0,5	0,5	21	7,3	2
ДГ-Ц23	0,3	150	0,5	0,5	21	7,3	2
ДГ-Ц24	0,3	200	0,5	0,5	21	7,3	2
ДГ-Ц25	0,1	300	0,3	0,3	21	7,3	2
ДГ-Ц26	0,1	350	0,3	0,3	21	7,3	2
ДГ-Ц27	0,1	400	0,3	0,3	21	7,3	2
Д7А	0,3	50	0,5	0,3	17	11,5	2
Д7Б	0,3	100	0,5	0,3	17	11,5	2
Д7В	0,3	150	0,5	0,3	17	11,5	2
Д7Г	0,3	200	0,5	0,3	17	11,5	2
Д7Д	0,3	300	0,5	0,3	17	11,5	2
Д7Е	0,3	350	0,5	0,3	17	11,5	2
Д7Ж	0,3	400	0,5	0,3	17	11,5	2
Д302	1	200	0,25	1	32	20	9,2
Д303	3	150	0,3	1	32	20	9,2
Д304	5	100	0,3	3	32	20	9,2
Д305	10	50	0,35	3	32	20	9,2
Д202	0,4	100	1,0	0,5	33	15	9
Д203	0,4	200	1,0	0,5	33	15	9
Д204	0,4	300	1,0	0,5	33	15	9
Д205	0,4	400	1,0	0,5	33	15	9
Д206	0,1	100	1,0	0,1	17	10	2
Д207	0,1	200	1,0	0,1	17	10	2
Д208	0,1	300	1,0	0,1	17	10	2
Д209	0,1	400	1,0	0,1	17	10	2
Д210	0,1	500	1,0	0,1	17	10	2
Д211	0,1	600	1,0	0,1	17	10	2

Внутреннее сопротивление селеновых столбиков ($r_{i\,табл}$), приведенное в табл. 4, 5 и 6, соответствует максимально допустимому выпрямленному току $I_{0\,доп}$ для данного столбика.

Таблица 4

Основные данные селеновых столбиков типа АВС из таблет диаметром 5 *мм*

Тип столбика	Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения, *в*	Внутреннее сопротивление столбика, *ком*	Размеры, *мм*		Вес, *г*
			Длина	Диаметр	
АВС-1-30	42	0,5	20	6,8	3,5
АВС-1-60	85	1,0	23	6,8	3,8
АВС-1-90	125	1,5	26	6,8	4
АВС-1-120	170	2,0	29	6,8	4,3
АВС-1-150	210	2,5	32	6,8	4,5
АВС-1-210	295	3,5	38	6,8	5
АВС-1-270	380	4,5	44	6,8	5,5
АВС-1-330	465	5,5	50	6,8	6
АВС-1-420	590	7,0	59	6,8	7
АВС-1-510	720	8,5	67	6,8	8
АВС-1-600	850	10,0	76	6,8	9
АВС-1-720	1 020	12,0	88	6,8	10,5
АВС-1-840	1 190	14,0	100	6,8	12
АВС-1-1000	1 410	17,0	116	6,8	14

Максимально допустимый выпрямленный ток составляет 1,2 *ма*.

Таблица 5

Основные данные селеновых столбиков типа АВС из таблет диаметром 7,2 *мм*

Тип столбика	Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения, *в*	Внутреннее сопротивление столбика, *ком*	Размеры, *мм*		Вес, *г*
			Длина	Диаметр	
АВС-6-30	42	0,2	22	9,5	4
АВС-6-60	85	0,4	25	9,5	4,5
АВС-6-90	125	0,6	28	9,5	5
АВС-6-120	170	0,8	31	9,5	5,5
АВС-6-150	210	1,0	34	9,5	6
АВС-6-210	295	1,4	39	9,5	7
АВС-6-270	380	1,8	44	9,5	8
АВС-6-330	465	2,2	50	9,5	9
АВС-6-420	590	2,8	58	9,5	10,5
АВС-6-510	720	3,4	67	9,5	12
АВС-6-600	850	4,0	75	9,5	13,5
АВС-6-720	1 020	4,8	86	9,5	15,5
АВС-6-840	1 190	5,6	97	9,5	17,5
АВС-6-1000	1 410	6,7	112	9,5	20

Максимально допустимый выпрямленный ток составляет 6 *ма*.

Таблица 6

Основные данные селеновых столбиков типа ТВС из таблет диаметром 7,2 *мм*

Тип столбика	Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения, *в*	Внутреннее сопротивление столбика, *ком*	Размеры, *мм*		Вес, *г*
			Длина	Диаметр	
ТВС-7-11	140	0,4	29	9,5	3,5
ТВС-7-12	280	1,0	33	9,5	4,0
ТВС-7-13	420	1,5	37	9,5	4,5
ТВС-7-14	700	2,0	45	9,5	6,0
ТВС-7-15	1 050	3,5	53	9,5	7,5
ТВС-7-16	1 400	4,5	63	9,5	9,0
ТВС-7-17	2 100	7,0	86	9,5	13,0
ТВС-7-18	2 800	9,0	105	9,5	16,5
ТВС-7-19М	4 200	13,0	114	9,0	17,5

Максимально допустимый выпрямленный ток составляет 7,5 *ма*.

Таблица 7

Основные данные некоторых кенотронов

Тип лампы	Накал		Максимально допустимый выпрямленный ток, *ма*	Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения, *кв*	Максимально допустимый импульс анодного тока, *ма*	Среднее внутреннее сопротивление, *ком*	Размеры, *мм*		Вес, *г*
	Напряжение, *в*	Ток, *а*					Высота	Диаметр	
3Ц18П	3,15	0,21	0,5	25	15	10	65	19	15
1Ц11П	1,2	0,2	0,3	20	2	20	65	19	15
5Ц12П	5	0,77	50	5	350	0,4	75	22,5	25

В случае, когда выпрямленный ток I_0 меньше максимального, внутреннее сопротивление столбика r_i можно определить из следующей приближенной формулы:

$$r_i = r_{i\text{табл}} \sqrt{\frac{I_{0\text{доп}}}{I_0}}.$$

Для уменьшения пульсации выпрямленного напряжения используются обычные сглаживающие фильтры. Схемы

фильтров и их принцип работы общеизвестны, поэтому нет необходимости подробно останавливаться на этом вопросе. Следует заметить, что вместо сопротивлений и дросселей в схемах сглаживающих фильтров с успехом могут быть применены плоскостные транзисторы. Простейшие схемы таких фильтров приведены на рис. 6. Действие транзисторного фильтра основано на том, что сопротивление участка эмиттер—коллектор имеет для переменного тока гораздо бо́льшую величину, чем для постоянного. Транзисторный фильтр по сравнению с фильтрами на сопротивлениях (рис. 5,*в*) и дросселях (рис. 5,*а*) позволяет в ряде случаев получить значительный выигрыш в габаритах, весе и к. п. д. Так, например, фильтр по схеме рис. 6,*б* обеспечивает коэффициент сглаживания пульсации порядка 500; для получения такого же коэффициента сглаживания в схеме с дросселем понадобилось бы иметь индуктивность около 500 *гн*.

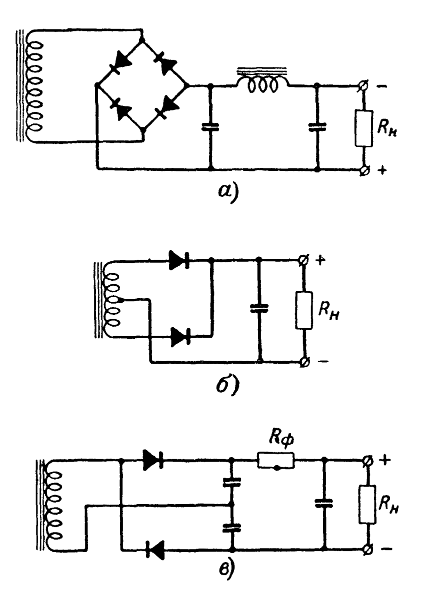


Рис. 5. Схемы выпрямителей.

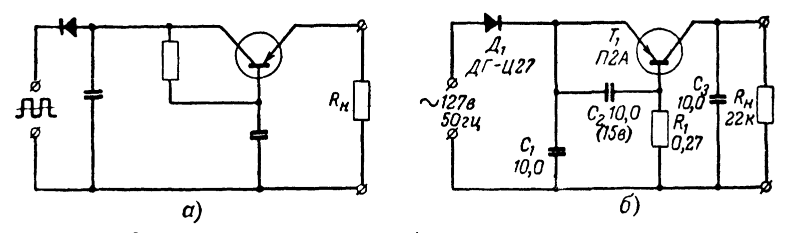


Рис. 6. Схемы сглаживающих фильтров на транзисторах.

5. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУИРОВАНИЯ И ЭКСПЛУАТАЦИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Разработку преобразователя начинают с выбора схемы и расчета ее основных узлов. Затем подбирают все мате-

риалы, узлы и детали преобразователя, проверяют их исправность и соответствие предъявляемым требованиям.

Преобразователь обычно монтируют на шасси из алюминия или листовой стали и закрывают металлической крышкой.

Для обеспечения нормального теплового режима транзисторов применяют теплоотводящие металлические пластины (радиаторы). Площадь пластин ориентировочно выбирается из расчета 10 *см*² на 1 *вт* рассеиваемой транзистором мощности. Очень часто радиатором для транзисторов может служить непосредственно шасси. При этом, если корпус транзистора должен быть электрически изолирован от шасси, применяют тонкую слюдяную прокладку.

Транзисторные преобразователи требуют гораздо меньшего ухода, чем какие-либо другие преобразователи. Это объясняется тем, что транзисторы имеют значительно бо́льший срок службы, чем, например, вибраторы или лампы. Обычно срок службы деталей транзисторного преобразователя практически совпадает со сроком службы самих транзисторов. Кроме того, в транзисторных преобразователях выделяется меньше тепла, что увеличивает срок службы деталей схемы (например, конденсаторов, сопротивлений, батарей и т. д.).

В связи с небольшим опытом применения транзисторов еще не собран достаточный статистический материал по их сроку службы. Известны случаи, когда после многих сотен или даже тысяч часов нормальной работы транзисторы начинают выходить из строя. При этом такие повреждения, как, например, разрывы в эмиттерном и коллекторном переходах, являются обычно следствием неправильной сборки транзисторов при их изготовлении. Короткие же замыкания, которые чаще всего наблюдаются в транзисторах, вызываются обычно случайными перегрузками, т. е. являются дефектами режима и схемы.

Ухудшение работы транзисторов может быть также связано с увеличением начального тока коллектора $I_{к0}$ (например, при нарушении герметичности корпуса транзистора).

Если германиевые транзисторы должны работать в условиях повышенной окружающей температуры (свыше 25—30° С), то для обеспечения надежной работы схемы режим использования транзисторов должен быть ниже максимально допустимого режима, соответствующего нормальным условиям (т. е. окружающей температуре от +15

до $+25^{\circ}$ С). При этом допустимая мощность рассеяния на транзисторе определяется по формуле

$$P_{\text{рас.доп}} = \frac{T_{\text{пер.макс}} - T_{\text{кор}}}{R_{\text{т}}},$$

где $T_{\text{пер.макс}}$ — максимальная температура коллекторного перехода, °С;

$T_{\text{кор}}$ — температура корпуса транзистора с учетом перепада температур Δt между корпусом и теплоотводом ($T_{\text{кор}} = T_{\text{окр}} + \Delta t$, где $T_{\text{окр}}$ — температура окружающего воздуха; обычно $\Delta t \approx 10^{\circ}$ С);

$R_{\text{т}}$ — тепловое сопротивление транзистора, °С/*вт*.

Значения $T_{\text{пер.макс}}$ и $R_{\text{т}}$ для различных типов транзисторов приведены в табл. 2.

Если для выбранного типа транзистора полученная величина мощности рассеяния больше допустимого значения, то необходимо выбрать транзистор большей мощности или применить параллельное включение.

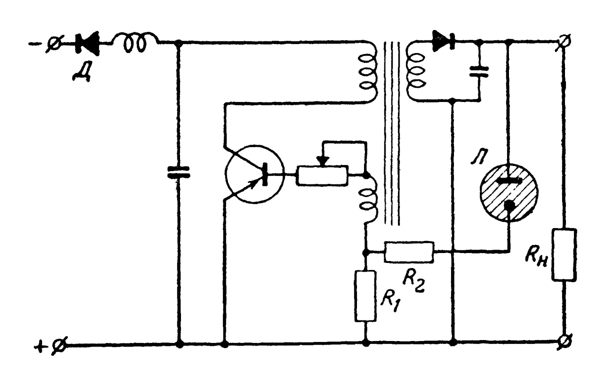


Рис. 7. Преобразователь с защитными устройствами.

Следует отметить, что транзисторы, являясь весьма прочными в механическом отношении, легко повреждаются при электрических перегрузках. Поэтому не рекомендуется подвергать транзисторы даже мгновенным перегрузкам, допуская превышение максимальных значений напряжений и токов. Необходимо также строго соблюдать полярность включения источников питания транзисторных преобразователей.

Таблица 8

Основные данные газоразрядных и кремниевых стабилитронов

Тип стабилитрона	Рабочее напряжение, *в*	Рабочий ток, *ма*	Наибольшее напряжение зажигания, *в*	Динамическое сопротивление, *ом*	Обратное сопротивление при $U_{обр}=1$ *в*, *Мом*	Размеры, *мм*		Вес, *г*
						Высота	Диаметр	
СГ202Б (СГ11Б)	81—87	1,5—5	135	1 250	—	40	10,2	5
СГ2П	104—112	5—30	133	100	—	72	22,5	22
СГ5Б	142—157	5—10	180	800	—	36	10,2	5
СГ1П	145—160	5—30	180	160	—	72	22,5	22
СГ301С (СГ7С)	380—400	0,003—0,1	430	15 000	—	55	13	15
СГ302С (СГ8С)	880—920	0,003—0,1	970	35 000	—	55	13	15
СГ303С (СГ9С)	1 220—1 280	0,01—0,1	1 320	35 000	—	55	13	15
СГ304С (СГ12С)	3 800—4 200	0,05—1	—	250 000	—	128	25	100
Д808	7—8,5	5—33	—	6	1	11,8	5,5	2
Д808А	7—8,5	5—33	—	6	250	11,8	5,5	2
Д809	8—9,5	5—29	—	10	1	11,8	5,5	2
Д809А	8—9,5	5—29	—	10	250	11,8	5,5	2
Д810	9—10,5	5—26	—	12	1	11,8	5,5	2
Д810А	9—10,5	5—26	—	12	250	11,8	5,5	2
Д811	10—12	5—23	—	15	1	11,8	5,5	2
Д811А	10—12	5—23	—	15	250	11,8	5,5	2
Д813	11,5—14	5—20	—	18	1	11,8	5,5	2

На рис. 7 приведена схема преобразователя, в которой предусмотрена защита питаемых устройств, а также самого преобразователя от резкого повышения напряжения на выходе. В этой схеме нормальное выходное напряжение преобразователя по своей величине меньше напряжения зажигания газоразрядного стабилитрона *Л*. Если в результате каких-либо причин (например, при увеличении напряжения питания или при значительном уменьшении тока нагрузки) напряжение на выходе преобразователя увеличится и достигнет величины напряжения зажигания стабилитрона, то с сопротивления R_1 на базу транзистора поступит положительный импульс, который запрет транзистор и сорвет колебания генератора. Однако с прекращением тока через стабилитрон колебания генератора могут снова возникнуть. При этом, если причина повышения выходного напряжения устранена, то работоспособность схемы восстановится. Если же напряжение на выходе по-прежнему все еще велико, то колебания генератора опять сорвутся, и весь процесс повторится снова.

Типы и данные газоразрядных и кремниевых стабилитронов, которые могут быть применены в таких схемах, а также в схемах стабилизаторов напряжения, приведены в табл. 8.

Для предотвращения выхода транзистора из строя в случае изменения полярности питающего напряжения в схеме рис. 7 использован диод-предохранитель *Д*. Для защиты источника питания от помех, создаваемых преобразователем, со стороны входа преобразователя включен Г-образный высокочастотный фильтр.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ДВУХТАКТНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ

6. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ СХЕМЫ

Анализ работы и расчет двухтактного преобразователя удобно производить, пользуясь коллекторными характеристиками плоскостного транзистора (рис. 8). Из характеристик следует, что для получения минимального падения напряжения на открытом транзисторе при заданном токе коллектора транзистор должен находиться в режиме тока

насыщения (точка $Б_1$). Этот режим обеспечивается выбором соответствующего базового тока ($i_{б3}$ на рис. 8):

$$i_б = i_к \frac{1-\alpha}{\alpha}.$$

В режиме насыщения падение напряжения на участке эмиттер — коллектор составляет $\Delta U_{к\text{-}э} = 0{,}3—0{,}5$ *в*. Чтобы запереть транзистор типа *p-n-p*, следует подать на его базу небольшое положительное по отношению к эмиттеру напряжение. При этом напряжение источника питания

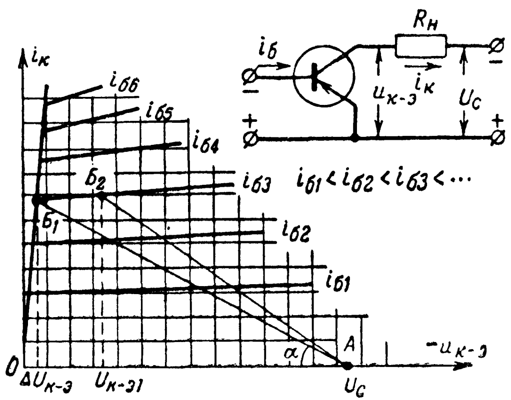


Рис. 8. Статические характеристики транзистора в схеме с общим эмиттером.

(сети постоянного тока) $U_с$ почти полностью окажется приложенным к участку эмиттер — коллектор (точка *А*). Для упрощения чертежа рис. 8 обратный ток коллектора запертого транзистора полагаем равным нулю.

Переход рабочей точки от режима отпирания к режиму запирания и обратно будет происходить по нагрузочной прямой $АБ_1$, наклон которой зависит от величины сопротивления нагрузки $R_н^*$. Уменьшение сопротивления нагрузки (линия $АБ_2$) при неизменном токе базы приведет к увеличению падения напряжения на транзисторе (до величины

---

* Нетрудно видеть, что $R_н = \frac{U_с - U_{к\text{-}э}}{i_к} = \operatorname{ctg}\alpha$, где $U_{к\text{-}э}$ — напряжение между выводами эмиттера и коллектора, соответствующее данному значению тока коллектора $i_к$.

$U_{к\text{-}э\,1}$); это вызовет резкое увеличение мощности, выделяемой на транзисторах, и уменьшение к. п. д. преобразователя.

Рассматриваемая двухтактная схема преобразователя (рис. 9) состоит из двух транзисторов, включенных по схеме с общим эмиттером, и трансформатора, имеющего три обмотки: коллекторную, базовую и выходную. Коллекторную обмотку часто называют первичной, а базовую — обмоткой обратной связи. Для сердечника трансформатора желательно использовать материал с прямоугольной петлей гистерезиса (рис. 10), например марки 50НП, хотя вполне возможно применение и других обычных магнитных материалов.

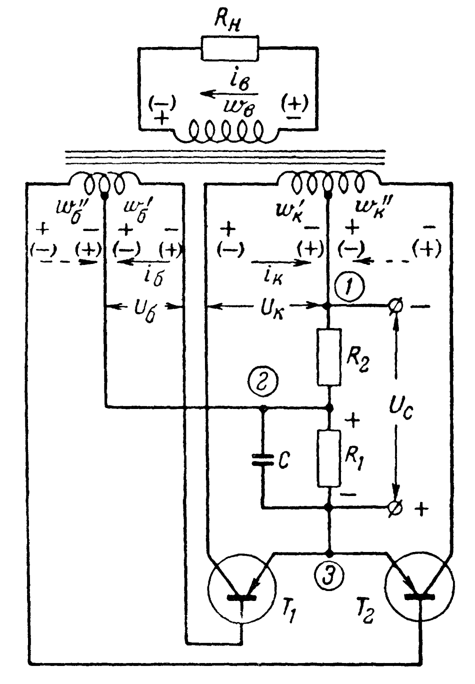


Рис. 9. Двухтактная схема преобразователя.

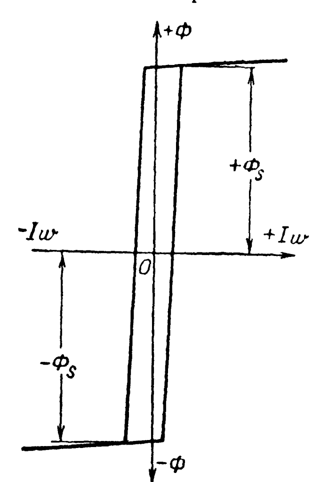


Рис. 10. Прямоугольная петля гистерезиса.

Делитель напряжения R_1R_2 обеспечивает запуск преобразователя при включении питающего напряжения U_c. В этом случае на сопротивлении R_1, шунтированном емкостью C, появляется небольшое напряжение (0,3—0,6 *в*), отрицательный полюс которого приложен к базам транзисторов, вызывая отпирание какого-либо из них.

Следует иметь в виду, что после включения при нормальной работе преобразователя через сопротивление R_1 течет базовый ток в направлении, обратном току делителя, и создает на этом сопротивлении напряжение с полярностью, указанной на рис. 9.

Возможны различные варианты схем включения вспомогательных элементов R_1R_2 и C. Так, например, возможна работа схемы без сопротивления R_1 (рис. 11,*а*). В некоторых случаях из схемы можно исключить сопротивление R_2 и конденсатор C (рис. 11,*б*), который служит для сглаживания выбросов напряжения, возникающих при переходных процессах во время переключения транзисторов. Схема может работать также при отсутствии делителя R_1R_2 и конденсатора C (рис. 11,*в*). Емкость C подбирается экспериментально и лежит обычно в пределах от 0,1 до 2 *мкф*.

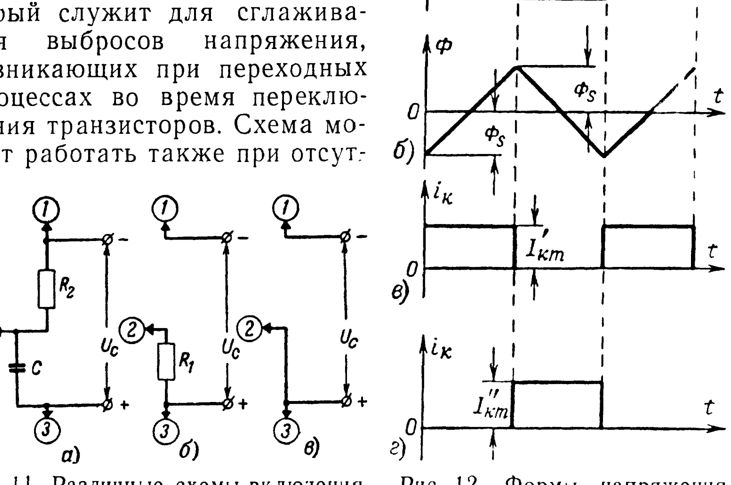


Рис. 11. Различные схемы включения преобразователей.

1 — к средней точке коллекторной обмотки; 2 — к средней точке базовой обмотки; 3 — к эмиттеру (см. рис. 9).

Рис. 12. Формы напряжения, магнитного потока и токов в обмотках трансформатора преобразователя.

Рассмотрим работу двухтактного преобразователя по схеме на рис. 9 с трансформатором, имеющим сердечник из материала с прямоугольной петлей гистерезиса. Предположим, что в некоторый момент открыт транзистор T_1. Тогда напряжение питания $U_с$ (за вычетом небольшого падения напряжения на участке эмиттер—коллектор $\Delta U_{к\text{-}э}$) окажется приложенным к половине коллекторной об-

мотки $w_к'$, создавая на ней и на других обмотках э. д. с. с полярностью, указанной на схеме рис. 9 (знаки даны без скобок). При этом э. д. с. базовой обмотки $w_б'$ создает на базе транзистора T_1 отрицательное напряжение по отношению к эмиттеру, а э. д. с. обмотки $w_б''$ в этот момент создает на базе транзистора T_2 положительное напряжение по отношению к эмиттеру.

Следовательно, в то время, когда транзистор T_1 открыт, транзистор T_2 заперт. Что касается величины э. д. с., возникающей в каждой полуобмотке $w_к$, то она практически равна напряжению источника $U_с$ за вычетом падения напряжения на открытом транзисторе и на активном сопротивлении полуобмотки.

Транзистор *1* будет открыт до тех пор, пока магнитный поток в сердечнике трансформатора не достигнет величины насыщения Φ_s. Так как в этот момент скорость изменения магнитного потока становится равной нулю (или очень малой), то э. д. с. во всех обмотках трансформатора также станет равной нулю (или значительно уменьшится). Резкое уменьшение токов в обмотках, происходящее при этом, вызывает появление в обмотках э. д. с. противоположной полярности (см. знаки в скобках на рис. 9).

Теперь базовая обмотка $w_б''$ создает на базе транзистора T_2 отрицательное напряжение по отношению к эмиттеру, что приводит к отпиранию этого транзистора и возникновению тока в коллекторной обмотке $w_к''$ в направлении, указанном пунктирной стрелкой. При этом э. д. с. базовой обмотки $w_б''$ возрастает, что вызывает дальнейшее увеличение коллекторного тока и т. д. Процесс протекает лавинообразно и очень быстро приводит транзистор T_2 в режим насыщения. В результате этого процесса напряжение $U_с - \Delta U_{к\text{-}э} = U_{кm}$ окажется приложенным к половине коллекторной обмотки $w_к''$. Таким образом, напряжение на каждой половине обмотки имеет прямоугольную форму, показанную на рис. 12,*а*.

Быстрота, с которой происходит процесс отпирания и запирания транзисторов, а следовательно, и крутизна фронтов вырабатываемого переменного напряжения в значительной степени зависят от собственной емкости транзисторов и обмоток трансформатора, а также от индуктивно-

сти рассеяния трансформатора. Значительная собственная емкость, которая обычно бывает у трансформаторов с высоковольтной выходной обмоткой, имеющей большое число витков, искажает прямоугольную форму кривой переменного напряжения, приближая ее к синусоидальной.

Последнее обстоятельство ухудшает условия работы транзисторов, так как переход схемы из одного состояния в другое происходит медленнее, и на транзисторах выделяется дополнительная мощность, увеличивающая их нагрев.

Нетрудно видеть (рис. 9), что когда один из транзисторов заперт, напряжение между его эмиттером и коллектором равно сумме напряжений питания и неработающей половины коллекторной обмотки. Эту сумму напряжений, которая почти равна удвоенному напряжению питания, должны выдерживать транзисторы, применяемые в схеме.

Одним из преимуществ схемы преобразователя с самовозбуждением является безопасность короткого замыкания в цепи нагрузки. При коротком замыкании колебания прекращаются и повреждений в схеме не возникает.

7. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Действующее значение напряжения на обмотке. Рассмотрим сначала вопрос о характере изменения магнитного потока в сердечнике трансформатора при прямоугольной форме напряжения на коллекторной (первичной) обмотке. Очевидно, что плоская часть кривой напряжения соответствует постоянной скорости изменения магнитного потока, так как

$$U_{\text{с}} - \Delta U_{\text{к-э}} = U_{\text{к}m} = w_{\text{к}} \frac{d\Phi}{dt} 10^{-8} = \text{const}. \qquad (1)$$

Когда магнитный поток в сердечнике с прямоугольной петлей гистерезиса достигнет насыщения ($+\Phi_s$), скорость его изменения станет равной нулю. В этот момент происходит переключение транзисторов, знак скорости изменения потока меняется на обратный, и процесс повторяется снова.

Из уравнения (1) следует, что при положительном значении напряжения $U_{\text{к}m}$ знак производной $\frac{d\Phi}{dt}$ также положителен. Положительный знак производной говорит о возрастании магнитного потока в рассматриваемый момент времени. Очевидно, термин „возрастание“ следует пони-

мать в алгебраическом смысле, как переход от отрицательных значений потока через нуль к положительным. Если, например, при $t=0$ $\Phi=-\Phi_s$ и $\frac{d\Phi}{dt}>0$, то через полпериода магнитный поток снова достигает значения насыщения, но с противоположным знаком, т. е. при $t=\frac{T}{2}$ $\Phi=+\Phi_s$. Нетрудно показать, что в течение второго полупериода поток также изменяется по прямой в пределах от $+\Phi_s$ до $-\Phi_s$.

Таким образом, магнитный поток в сердечнике трансформатора преобразователя изменяется по пилообразной кривой в пределах от $-\Phi_s$ до $+\Phi_s$ (рис. 12,*б*).

На рис. 12,*в* и *г* показаны формы кривых тока в половинах коллекторной обмотки.

Учитывая характер изменения кривой магнитного потока, можно найти выражение для действующего значения переменного напряжения на половине коллекторной обмотки:

$$U_к=4fw_кB_mQ\cdot10^{-8}, \qquad (2)$$

где f — частота вырабатываемого преобразователем напряжения, *гц*;

$w_к$ — число витков одной из половин коллекторной обмотки;

Q — чистое сечение стержня, *см*²;

B_m — максимальная индукция в сердечнике, *гс*.

Следует отметить, что для переменного напряжения прямоугольной формы (рис. 12,*а*) действующее значение напряжения $U_к$ равно амплитудному $U_{кm}$. То же относится и к напряжениям базовой ($U_б$) и выходной ($U_в$) обмоток.

Выражение (2) является основной формулой для расчета трансформатора преобразователя. Зная напряжение $U_к$, приложенное к половине коллекторной обмотки, индукцию насыщения $B_s=B_m$ (для сплавов с прямоугольной петлей гистерезиса) и задавшись сечением сердечника Q и требуемой частотой f, можно найти число витков $w_к$ коллекторной обмотки.

Определение величины B_m. Следует иметь в виду, что индукция насыщения B_s ясно выражена только у материалов с прямоугольной петлей гистерезиса. У других

магнитных магериалов точка сгиба кривой намагничивания обычно выражена недостаточно четко (рис. 13) и определение по этой кривой величины B_m становится затруднительным.

При использовании обычных магнитных материалов (не обладающих прямоугольной петлей гистерезиса) переключение транзисторов происходит в тот момент, когда скорость изменения магнитного потока в сердечнике начинает уменьшаться. При этом уменьшается э. д. с. обратной связи одного из транзисторов, и его коллекторный ток падает; это в свою очередь вызывает дальнейшее уменьшение э. д. с. обратной связи и коллекторного тока. Процесс протекает лавинообразно и приводит к быстрому запиранию первого транзистора и отпиранию второго. Далее процесс повторяется и приводит снова к отпиранию первого и запиранию второго транзистора. Таким образом, в схеме пре-

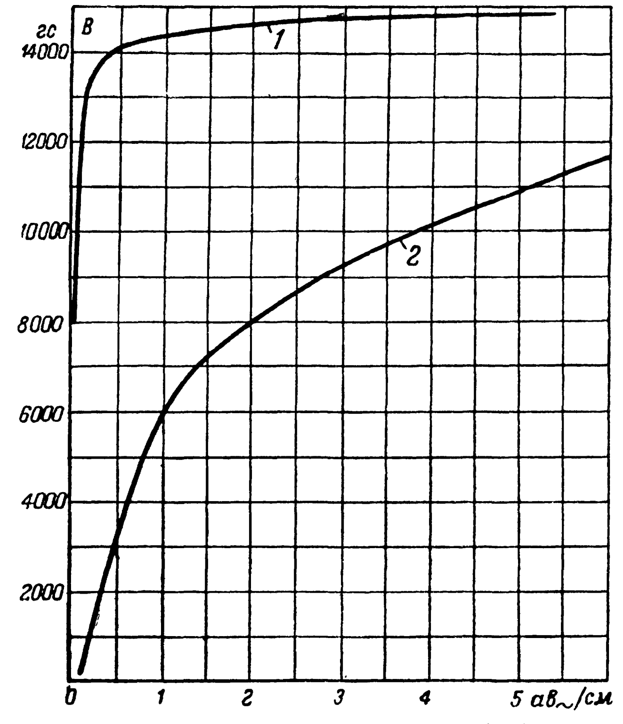


Рис. 13. Кривые намагничивания сплавов 50НП и Э44.

1 — сплав 50НП, тороид, лента толщиной 0,05 *мм*; 2 — сталь Э44 толщиной 0,2 *мм*, штамп Ш-12, сборка вперекрышку.

образователя устанавливаются такие же стационарные колебания, какие возникают при использовании сердечника из материала с прямоугольной петлей гистерезиса.

Величина магнитной индукции, при которой скорость изменения магнитного потока начинает уменьшаться, зависит от свойств данного магнитного материала, а также от способа сборки и конфигурации сердечника. Это значение индукции и следует подставлять в выражение (2). Таким образом, величина B_m в формуле (2) является индукцией насыщения B_s только для материалов с прямоугольной формой петли гистерезиса. В других случаях величина B_m обычно лежит значительно ниже значения индукции насыщения данного материала.

Значение B_m для магнитных материалов, не имеющих прямоугольной петли гистерезиса, лучше всего определять экспериментально. Для этой цели нужно на выбранном сердечнике намотать обмотки для включения в схему преобразователя. Число витков коллекторной обмотки можно подсчитать, пользуясь выражением (2), принимая ориентировочно $B_m \approx (0,6 \div 0,8) B_s$. Значение индукции насыщения B_s для данного материала можно найти в соответствующих справочниках или технических условиях.

Измерив частоту, вырабатываемую преобразователем, легко найти значение

$$B_m = \frac{U_к \cdot 10^8}{4 f w_к Q}. \tag{3}$$

Измерение частоты рекомендуется повторить несколько раз, изменяя значения $U_к$, Q или $w_к$ в пределах $\pm(20 \div 40)\%$ от номинальных. Значения B_m, подсчитанные по формуле (3), могут из-за неточности измерений и некоторых других причин немного отличаться друг от друга. Поэтому для дальнейших расчетов можно взять среднее арифметическое из полученных значений B_m.

В табл. 9 приведены средние значения B_m для некоторых магнитных материалов с указанием способа сборки и конфигурации сердечников.

В некоторых случаях сердечник трансформатора собирают с воздушным зазором. При такой сборке снижается величина B_m и уменьшаются потери в сердечнике, но возрастает ток холостого хода трансформатора за счет увеличения тока намагничивания.

Таблица 9

Значения B_m для некоторых магнитных материалов

Материал	Толщина, *мм*	Тип сердечника	Размеры сердечника, *мм*	B_m (среднее значение), *гс*
Э42 (Э4АА)	0,35	Штампованный[1], Ш-9	Пакет от 5 до 18	8 500
Э44 (ВЧ-2)	0,2	То же	Пакет от 5 до 10	9 000
50Н	0,15 0,2	То же	Пакет от 4 до 15	7 700
79НМ	0,2	Штампованный, Ш-12	Пакет от 4 до 9	7 400
Э310 (ХВП)	0,08	Витой, разрезной, Ш-9	Ширина ленты 10	10 000
50НП	0,05	Тороидальный (неразрезной)	$d=30$; $D=57$; $d=30$; $D=43$; ширина ленты 10	14 500

[1] Все штампованные сердечники собраны вперекрышку.

Следует еще раз подчеркнуть, что величина B_m устанавливается в трансформаторе автоматически в зависимости от свойств магнитного материала и способа сборки сердечника и поэтому не может быть выбрана произвольно.

Выбор транзисторов и расчет трансформатора. Выбор типа транзистора производят исходя из заданной мощности выходной обмотки преобразователя

$$P_{в}=U_{в}I_{в}^{*}, \quad (4)$$

где $U_{в}$ и $I_{в}$ — действующие значения напряжения и тока выходной обмотки.

При этом амплитудное значение тока коллектора

$$I_{кm}=\frac{P_{в}}{\eta U_{с}} \quad (5)$$

* При нагрузке преобразователя на двухфазную (двухполупериодную) схему выпрямителя $P_{в}=U_{в}I_{в}\sqrt{2}$, где $U_{в}$ — напряжение половины выходной обмотки.

(где η — к. п. д. преобразователя) должно быть не более максимально допустимого тока коллектора, указанного в паспорте транзистора. Допускается параллельное соединение транзисторов, если расчетное значение тока $I_{кm}$ превышает максимально допустимый ток коллектора одного транзистора.

Выбранные транзисторы должны выдерживать между коллектором и эмиттером напряжение не меньшее, чем $1{,}2 \cdot 2U_с = 2{,}4U_с$, где коэффициент 1,2 учитывает возможные перенапряжения в схеме.

Размеры сердечника для трансформатора преобразователя можно выбрать, пользуясь известной формулой

$$Q_{ст} Q_о = \frac{P_{габ} \cdot 10^3}{2f B_m \delta \eta_{тр} s k_с k_м}, \qquad (6)$$

где $Q_{ст}$ — полное сечение стержня, *см*^{2};

$Q_о$ — площадь окна, приходящаяся на обмотки одного стержня, *см*^{2};

$P_{габ}$ — габаритная мощность трансформатора, *ва*;

δ — плотность тока в обмотках, *а/мм*^{2};

$\eta_{тр}$ — к. п. д. трансформатора;

s — число стержней, несущих обмотки;

$k_с$ — коэффициент заполнения сердечника по стали;

$k_м$ — коэффициент заполнения окна по меди.

По определению габаритная мощность $P_{габ}$ равна полусумме вольт-ампер всех обмоток трансформатора:

$$P_{габ} = \frac{VA_к + VA_б + VA_в}{2}, \qquad (7)$$

где $VA_к$ — вольт-амперы коллекторной обмотки;

$VA_б$ — вольт-амперы базовой обмотки;

$VA_в$ — вольт-амперы выходной обмотки.

Можно показать, что

$$P_{габ} \approx 1{,}3 U_в I_в, \qquad (8)$$

когда выходная обмотка трансформатора нагружена на активное сопротивление или на выпрямитель, собранный по мостовой схеме или по схеме удвоения напряжения. Если выходная обмотка нагружена на выпрямитель, собранный

по двухфазной (двухполупериодной) схеме со средней точкой, то

$$P_{\text{габ}} \approx 2{,}1 U_{\text{в}} I_{\text{в}}, \quad (9)$$

где $U_{\text{в}}$ — действующее значение напряжения половины выходной обмотки.

В случае, если габаритная мощность трансформатора очень мала (менее 5 *ва*), а напряжение выходной обмотки велико (выше 1 000 *в*), то диаметр провода этой обмотки определяется не током обмотки, а тем минимальным диаметром, который можно использовать для намотки. Этот диаметр (обычно не менее 0,06 *мм*) оказывается всегда излишне большим для выходной обмотки, однако более тонкий провод использовать практически нельзя из-за трудности его намотки. Поэтому в таких случаях плотность тока выходной обмотки будет значительно меньше обычных значений.

Кроме того, при высоких напряжениях размеры трансформатора в значительной степени определяются необходимыми изоляционными промежутками, которые сильно уменьшают коэффициент заполнения окна медью ($k_{\text{м}}$). Все это затрудняет пользование формулой (6), и выбор размеров сердечника для таких трансформаторов обычно делают на основании одного-двух предварительных расчетов.

Диаметры проводов коллекторной и базовой обмоток в обычных трансформаторах можно выбирать исходя из плотности тока $\delta \leqslant 3 \div 5$ *а/мм*².

Частоту преобразователя f рекомендуется выбирать не выше 2—4 *кгц*, так как иначе влияние индуктивности рассеяния исказит прямоугольную форму кривой напряжения, а потери в материале сердечника заметно возрастут. Оба эти явления приводят к уменьшению к. п. д. преобразователя, не давая в то же время заметного выигрыша в размерах сглаживающего фильтра выпрямителя, питаемого переменным напряжением преобразователя. Чем выше выбрана частота преобразователя, тем меньше должна быть толщина материала для сердечника трансформатора.

Определив с помощью выражения (2) число витков половины коллекторной обмотки $w_{\text{к}}$, нетрудно определить число витков половины базовой обмотки $w_{\text{б}}$. Так как падение напряжения на участке эмиттер — база открытого транзистора мало по сравнению с падением напряжения на сопротивлении R_1, то напряжение базовой обмотки $U_{\text{б}}$

должно быть почти равно падению напряжения на сопротивлении R_1, которое обычно при расчете принимают равным 3—4 *в*. Поэтому число витков половины базовой обмотки

$$w_б = w_к \frac{U_б}{U_к} = w_к \frac{(3 \div 4)}{U_к}. \quad (10)$$

Число витков выходной обмотки

$$w_в = w_к \frac{U_в}{U_к} = w_к n, \quad (11)$$

где n — коэффициент трансформации.

Действующее значение тока выходной обмотки равно амплитудному значению тока при нагрузке преобразователя на активное сопротивление и на выпрямители по мостовой схеме или по схеме удвоения напряжения:

$$I_в = I_{вm}. \quad (12)$$

При нагрузке преобразователя на двухфазную (двухполупериодную) схему выпрямителя со средней точкой действующее значение тока выходной обмотки равно:

$$I_в = \frac{I_{вm}}{\sqrt{2}}. \quad (13)$$

Действующее значение тока коллекторной обмотки

$$I_к = \frac{I_{кm}}{\sqrt{2}}. \quad (14)$$

Действующее значение тока базовой обмотки

$$I_б = \frac{I_{бm}}{\sqrt{2}} = \frac{I_{кm}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1-\alpha}{\alpha}. \quad (15)$$

Зная действующие значения токов в обмотках трансформатора, легко определить диаметр проводов обмоток (без изоляции) из выражения

$$d = 1{,}13 \sqrt{\frac{I}{\delta}}. \quad (16)$$

С целью уменьшения индуктивности рассеяния обе половины коллекторной обмотки нужно наматывать одновре-

менно, ведя намотку в два провода. То же относится и к половинам базовой обмотки.

Потери в транзисторах. В случае, если переменное напряжение на трансформаторе имеет правильную прямоугольную форму, то мощность, рассеиваемая на транзисторе (на участке эмиттер — коллектор), будет весьма мала по сравнению с мощностью, которую транзистор может отдать в нагрузку. Мощность на транзисторе будет выделяться в течение того полупериода напряжения, когда транзистор открыт (рис. 14). Средняя мощность, выделяющаяся на одном транзисторе, будет равна:

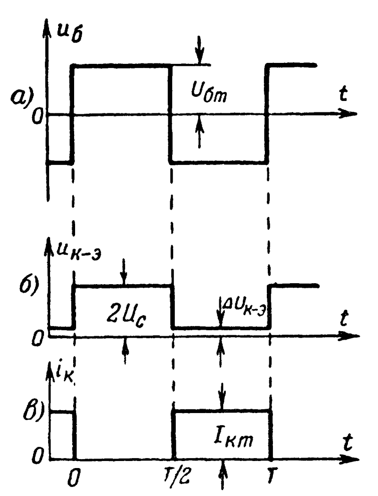


Рис. 14. Формы коллекторного тока и напряжения при прямоугольной форме напряжения на обмотках.

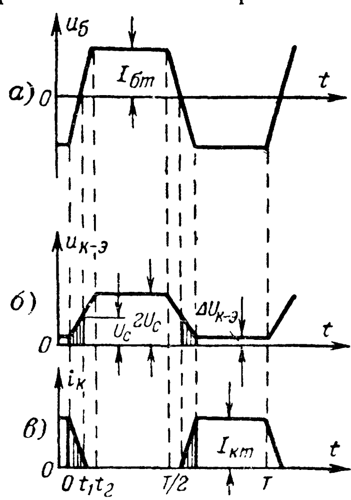


Рис. 15. Формы коллекторного тока и напряжения при трапецеидальной форме напряжения на обмотках.

$$P_{\text{к}1} = \Delta U_{\text{к-э}} \frac{I_{\text{к}m}}{2}, \qquad (17)$$

где $\Delta U_{\text{к-э}}$ — падение напряжения на участке эмиттер—коллектор в режиме насыщения (0,3 — 0,5 *в*);

$I_{\text{к}m}$ — ток насыщения коллектора.

Если же переменное напряжение имеет трапецеидальную форму (рис. 15), то мощность, рассеиваемая на транзисторе, заметно возрастет. За время от нуля до t_2 напряжение на участке коллектор — эмиттер растет от $\Delta U_{\text{к-э}}$ почти до удвоенного напряжения питания $2U_{\text{с}}$.

Как видно из графика рис. 15, *в*, ток коллектора прекращается уже при напряжении $U_с$, так как в этот момент (t_1) напряжение базовой обмотки меняет знак, и транзистор запирается. Так как напряжение $\Delta U_{к\text{-}э} \approx 0$, то закон изменения напряжения на коллекторе за время переходного процесса от $t=0$ до $t=t_1$ можно записать в виде:

$$u_{к\text{-}э} = U_с \frac{t}{t_1}.$$

Изменение тока коллектора подчиняется уравнению

$$i_к = I_{кm}\left(1 - \frac{t}{t_1}\right).$$

Средняя мощность, которая выделяется во время переходных процессов на одном транзисторе, равна:

$$P_{к2} = \frac{1}{3} U_с I_{кm} \frac{t_1}{T}. \qquad (18)$$

Из выражения (18) следует, что чем больше форма напряжения отличается от прямоугольной, т. е. чем больше время t_1 по сравнению с периодом T, тем больше мощность $P_{к2}$.

Полная мощность, выделяющаяся на одном транзисторе, приблизительно равна:

$$P_к \approx P_{к1} + P_{к2} = \frac{1}{2} \Delta U_{к\text{-}э} I_{кm} + \frac{1}{3} U_с I_{кm} \frac{t_1}{T}. \qquad (19)$$

Исходя из мощности, вычисленной по формуле (19), следует выбрать такой теплоотвод (радиатор), при котором температура нагрева транзистора не будет превышать допустимой.

Выпрямитель и фильтр. При прямоугольной форме питающего напряжения расчет выпрямителя несложен.

Чаще всего для выпрямления используются мостовая схема и схема удвоения напряжения; реже применяется двухфазная (двухполупериодная) схема. Для устранения выбросов выпрямленного напряжения, вызванных нестационарными процессами в преобразователе, фильтр выпрямителя обычно начинается с емкости (рис. 5).

Выходное напряжение преобразователя, необходимое для получения выпрямленного напряжения U_0, равно:

$$U_{вm} = U_в = U_0 + \Delta U_{вент} + \Delta U_{др}, \qquad (20)$$

где $\Delta U_{вент}$ — падение напряжения на вентилях;

$\Delta U_{др}$ — падение напряжения на дросселе фильтра.

Для двухфазной схемы $U_в$ — напряжение половины выходной обмотки.

Для схемы удвоения в формулу (20) вместо U_0 следует подставить значение $\frac{U_0}{2}$.

Для получения выпрямленного тока I_0 выходную обмотку необходимо рассчитывать на эффективный ток:

$$\left.\begin{array}{l} I_в = I_{вm} = I_0 \text{ для мостовой схемы;} \\ I_в = I_{вm} = 2I_0 \text{ для схемы удвоения;} \\ I_в = \frac{I_{вm}}{\sqrt{2}} = \frac{I_0}{\sqrt{2}} \text{ для двухфазной схемы.} \end{array}\right\} \quad (21)$$

Обратное напряжение на вентиле в зависимости от схемы выпрямителя равно:

$$\left.\begin{array}{l} U_{обр} = U_{вm} \approx U_0 \text{ для мостовой схемы;} \\ U_{обр} = 2U_{вm} \approx U_0 \text{ для схемы удвоения;} \\ U_{обр} = 2U_{вm} \approx 2U_0 \text{ для двухфазной схемы.} \end{array}\right\} \quad (22)$$

Импульс тока через вентиль равен:

$$\left.\begin{array}{l} I_m = I_0 \text{ для схем мостовой и двухфазной;} \\ I_m = 2I_0 \text{ для схемы удвоения.} \end{array}\right\} \quad (23)$$

Если переменное напряжение имеет строго прямоугольную форму, то форма выпрямленного напряжения представляет собой два прямоугольника, расположенных вплотную друг к другу. В этом идеальном случае пульсация выпрямленного напряжения отсутствует.

Практически в месте «стыка» двух прямоугольников всегда имеются выбросы напряжения, вызываемые отклонением формы кривой напряжения от прямоугольной, а также нестационарными процессами в моменты переключения транзисторов. Возникновение этих нестационарных процессов связано с наличием индуктивности рассеяния обмоток трансформатора преобразователя. Уменьшение индуктивности рассеяния трансформатора, достигаемое специальной конструкцией обмоток, снижает амплитуду выбросов выпрямленного напряжения.

Точный расчет величины входной емкости фильтра, необходимой для сглаживания выбросов напряжения, представляет собой довольно сложную задачу, решение которой зависит от формы выпрямленного напряжения и величины индуктивности рассеяния трансформатора. Входную емкость можно выбрать, пользуясь приближенной формулой, полученной опытным путем для преобразователей с выпрямленным напряжением до 1 000 *в*:

$$C_0 \approx (1 \div 2)\, 10^6 \frac{I_0}{fU_0 p_0}, \qquad (24)$$

где C_0 — входная емкость фильтра, *мкф*;
f — частота, вырабатываемая преобразователем, *гц*;
p_0 — амплитуда пульсации в процентах к выпрямленному напряжению U_0.

Для высоковольтных преобразователей числовой коэффициент в формуле (24) может возрасти до $(5 \div 10)\ 10^6$.

Для схемы удвоения в формулу (24) следует подставлять значение $\frac{U_0}{2}$; при этом величина емкости C_0 соответствует емкости одного из двух конденсаторов схемы.

8. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Пример 1. Требуется рассчитать преобразователь, работающий от источника постоянного напряжения $U_c = 24$ *в* и дающий на выходе выпрямленное напряжение $U_0 = 150$ *в* при токе $I_0 = 0{,}3$ *а*. Амплитуда пульсации на первом конденсаторе фильтра должна быть не более $p_0 = 2\%$ от выпрямленного напряжения.

1. Для получения заданного сравнительно низкого выпрямленного напряжения выбираем мостовую схему. Полная схема преобразователя приведена на рис. 16.

2. В качестве вентилей применим германиевые диоды типа Д7Г (ДГ-Ц24), допускающие получение выпрямленного тока в мостовой схеме 300×2=600 *ма* (табл. 3). Для определения необходимого числа вентилей N в плече схемы найдем обратное напряжение

$$U_{обр} \approx U_0 = 150\ в.$$

Тогда

$$N = \frac{U_{обр}}{U_{обр.доп}} = \frac{150}{200} \approx 1\ шт.$$

При этом диоды будут работать с запасом по току и по обратному напряжению.

3. Полагая, что падение напряжения на дросселе фильтра составляет 15% от выпрямленного напряжения, найдем необходимое выходное напряжение преобразователя:

$$U_в = U_0 + 2\Delta U_{вент} + \Delta U_{др} = 150 + 2 \cdot 0{,}5 + 0{,}15 \cdot 150 \approx 174\ в$$

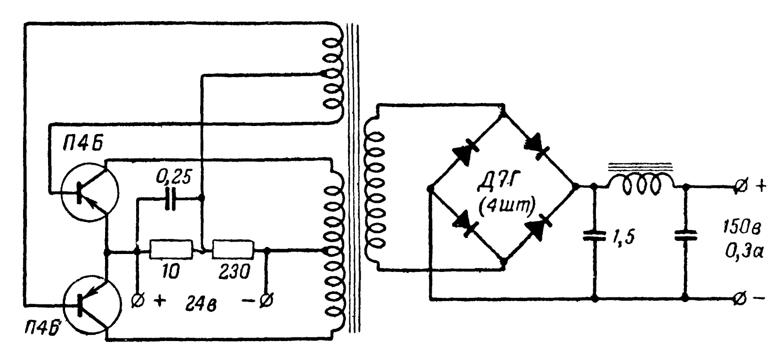


Рис. 16. Схема преобразователя к примеру 1.

4. Действующее значение тока выходной обмотки трансформатора

$$I_{\text{в}} = I_0 = 0{,}3 \ a.$$

5. Задавшись частотой преобразователя $f = 1\,000$ *гц*, найдем ориентировочную величину входной емкости фильтра

$$C_0 \approx (1 \div 2)\, 10^6 \frac{I_0}{fU_0p_0} = \frac{1{,}5 \cdot 10^6 \cdot 0{,}3}{10^3 \cdot 150 \cdot 2} = 1{,}5 \ \text{мкф}.$$

Рабочее напряжение конденсатора должно быть не менее 200 *в*.

6. Мощность на выходе преобразователя

$$P_{\text{в}} = U_{\text{в}} I_{\text{в}} = 174 \cdot 0{,}3 = 52 \ \text{вт}.$$

7. Полагая к. п. д. преобразователя $\eta = 0{,}7$, найдем амплитудное значение тока коллектора

$$I_{\text{к}m} = \frac{P_{\text{в}}}{\eta U_{\text{с}}} = \frac{52}{0{,}7 \cdot 24} = 3{,}1 \ a.$$

8. Наибольшее напряжение между коллектором и эмиттером, развиваемое в схеме преобразователя:

$$U_{\text{к-э}m} \approx 1{,}2 \cdot 2U_{\text{с}} = 1{,}2 \cdot 2 \cdot 24 \approx 58 \ \text{в}.$$

Полученным значениям тока и напряжения удовлетворяет германиевый транзистор типа П4Б (табл. 2).

9. Габаритная мощность трансформатора преобразователя

$$P_{\text{габ}} \approx 1{,}3 U_{\text{в}} I_{\text{в}} = 1{,}3 \cdot 174 \cdot 0{,}3 = 68 \ \text{ва}.$$

10. Определим размеры трансформатора, выбрав витой разрезной сердечник из материала Э310 (ХВП) толщиной 0,08 *мм*, для которого $B_m = 10\,000$ *гс* (табл. 9).

Одновременно задаемся значениями величин, входящих в формулу (6):

$\delta = 4\ a/мм^2$; $\eta_{тр} = 0{,}9$; $s = 1$; $k_с = 0{,}8$; $k_м = 0{,}25$ (для проводов марок ПЭЛ или ПЭВ).

$$Q_{ст}Q_0 = \frac{P_{габ}\cdot 10^6}{2fB_m\delta\eta_{тр}sk_ck_м} = \frac{68\cdot 10^6}{2\cdot 10^3\cdot 10^4\cdot 4\cdot 0{,}9\cdot 1\cdot 0{,}8\cdot 0{,}25} = 4{,}7\ см^4.$$

Задаваясь сердечником типа Ш-12 (рис. 17), найдем необходимую ширину ленты c. При этом желательно, чтобы отношение c/a находилось в пределах от единицы до двух.

$$c = \frac{Q_{ст}Q_0}{abh} = \frac{4{,}7}{1{,}2\cdot 1{,}2\cdot 2{,}6} = 1{,}26\ см.$$

Берем ближайшую бо́льшую стандартную ширину ленты 1,5 *см*.

Отношение $\frac{c}{a} = \frac{1{,}5}{1{,}2} = 1{,}25$.

Чистое сечение сердечника

$$Q = Q_{ст}k_с = ack_с = 1{,}2\cdot 1{,}5\cdot 0{,}8 = 1{,}44\ см^2.$$

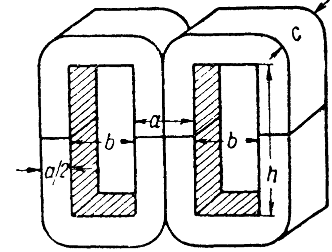


Рис. 17. Витой разрезной Ш-образный сердечник.

11. Число витков половины коллекторной обмотки

$$w_к = \frac{(U_с - \Delta U_{к\text{-}э})\,10^8}{4fB_mQ} = \frac{(24 - 0{,}5)\,10^8}{4\cdot 10^3\cdot 10^4\cdot 1{,}44} = 41\ \text{виток}.$$

12. Число витков половины базовой обмотки

$$w_б = w_к\frac{3 \div 4}{U_к} = 41\,\frac{3{,}5}{23{,}5} \approx 6\ \text{витков}.$$

13. Число витков выходной обмотки

$$w_в = w_к\frac{U_в}{U_к} = 41\,\frac{174}{23{,}5} = 300\ \text{витков}.$$

14. Действующее значение тока коллекторной обмотки

$$I_к = \frac{I_{кm}}{\sqrt{2}} = \frac{3{,}1}{\sqrt{2}} = 2{,}2\ a.$$

15. Найдем действующее значение тока базовой обмотки, полагая $\alpha = 0{,}9$:

$$I_б = \frac{I_{кm}}{\sqrt{2}}\frac{1-\alpha}{\alpha} = \frac{3{,}1}{\sqrt{2}}\cdot\frac{1 - 0{,}9}{0{,}9} \approx 0{,}25\ a.$$

16. Найдем диаметры проводов обмоток трансформатора (без изоляции):

$$d_в = 1{,}13\sqrt{\frac{I_в}{\delta}} = 1{,}13\sqrt{\frac{0{,}3}{4}} = 0{,}31\ мм;$$

$$d_к = 1,13\sqrt{\frac{I_к}{\delta}} = 1,13\sqrt{\frac{2,2}{4}} = 0,83 \text{ мм};$$

$$d_б = 1,13\sqrt{\frac{I_б}{\delta}} = 1,13\sqrt{\frac{0,25}{4}} = 0,28 \text{ мм}.$$

17. Найдем приближенное значение мощности, выделяющейся на одном транзисторе, полагая, что $\Delta U_{к\text{-}э} = 0,5$ *в* и что форма напряжения несколько отличается от прямоугольной и характеризуется отношением $\frac{t_1}{T} = 0,05$ (рис. 15,*а*):

$$P_к \approx \frac{1}{2}\Delta U_{к\text{-}э} I_{кm} + \frac{1}{3} U_с I_{кm}\frac{t_1}{T} =$$

$$= \frac{1}{2}0,5\cdot 3,1 + \frac{1}{3}\cdot 24\cdot 3,1\cdot 0,05 = 0,77 + 1,25 \approx 2 \text{ вт}.$$

18. Ориентировочная величина сопротивления R_1

$$R_1 \approx \frac{3 \div 4}{I_{бm}} = \frac{3,5}{I_б\sqrt{2}} = \frac{3,5}{0,25\sqrt{2}} = 10 \text{ ом}.$$

19. Полагая, что для запуска схемы преобразователя достаточно иметь на сопротивлении R_1 падение напряжения $U_{R1} = 0,5 \div 1$ *в*, найдем величину сопротивления R_2:

$$R_2 = R_1\frac{U_с - U_{R1}}{U_{R1}} = 10\frac{24 - 1}{1} = 230 \text{ ом}.$$

Дополнительный расход тока от источника питания составит:

$$I_{доп} = \frac{U_с}{R_1 + R_2} = \frac{24}{10 + 230} = 0,1 \text{ а}.$$

20. Полный ток, потребляемый от источника питания,

$$I_с = I_{кm} + I_{доп} = 3,1 + 0,1 = 3,2 \text{ а}.$$

21. Уточняем к. п. д. преобразователя (без учета потерь в дросселе фильтра):

$$\eta = \frac{(U_в - 2\Delta U_{вент})I_в}{U_с I_с} = \frac{(174 - 2\cdot 0,5)\,0,3}{24\cdot 3,2} \approx 0,68.$$

Пример 2. Рассчитать преобразователь для питания анода электронно-лучевой трубки. Питание преобразователя производится от источника постоянного напряжения $U_с = 22$ *в*. Требуемое выпрямленное напряжение $U_0 = 7$ *кв* при токе $I = 0,3$ *ма*. Амплитуда пульсации p_0 на выходе выпрямителя должна быть не более 0,5% от выпрямленного напряжения.

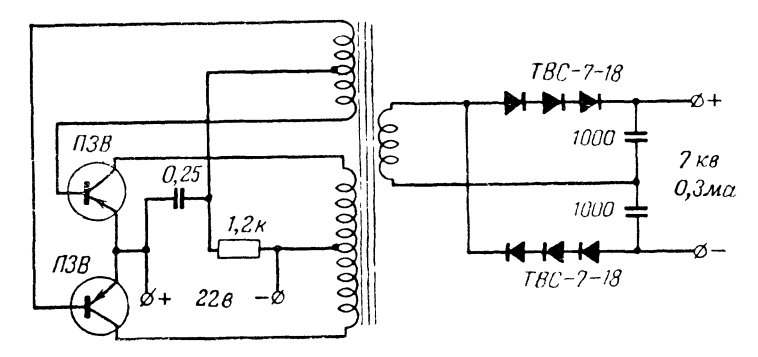


Рис. 18. Схема преобразователя к примеру 2.

1. Для получения заданного высокого напряжения выбираем схему удвоения напряжения. Полная схема преобразователя с выпрямителем показана на рис. 18. В качестве вентилей используем селеновые столбики типа ТВС-7-18 (табл. 6), предназначенные для получения выпрямленного тока до 7,5 *ма.*

2. Обратное напряжение

$$U_{\text{обр}} \approx U_0 = 7 \text{ кв}.$$

Необходимое число вентилей в плече схемы

$$N = \frac{U_{\text{обр}}}{U_{\text{обр.доп}}} = \frac{7\,000}{2\,800} \approx 3 \text{ шт}.$$

3. Выходное напряжение преобразователя

$$U_{\text{в}} = 1{,}05 \frac{U_0}{2} = 1{,}05 \frac{7\,000}{2} \approx 3\,700 \text{ в},$$

где коэффициент 1,05 учитывает потери в вентилях и обмотках.

4. Эффективный ток выходной обмотки

$$I_{\text{в}} = 2I_0 = 2 \cdot 0{,}3 = 0{,}6 \text{ ма}.$$

5. Задавшись частотой преобразователя $f = 2\,000$ *гц*, найдем ориентировочную величину входной емкости фильтра

$$C_{01} = C_{02} \approx (5 \div 10)\, 10^6 \frac{I_0}{f 0{,}5 U_0 p_0} = \frac{10 \cdot 10^6 \cdot 0{,}3 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^3 \cdot 0{,}5 \cdot 7\,000 \cdot 0{,}5} \approx 1\,000 \text{ пф}.$$

Рабочее напряжение конденсаторов C_{01} и C_{02} должно быть не менее 3,5 *кв.*

6. Выходная мощность преобразователя

$$P_{\text{в}} = U_{\text{в}} I_{\text{в}} = 3\,700 \cdot 0{,}6 \cdot 10^{-3} = 2{,}2 \text{ вт}.$$

7. Амплитудное значение тока коллектора

$$I_{\text{к}m} = \frac{P_{\text{в}}}{\eta U_{\text{c}}} = \frac{2{,}2}{0{,}6 \cdot 22} = 0{,}17 \text{ а}.$$

8. Наибольшее напряжение между коллектором и эмиттером

$$U_{\text{к-э}m} \approx 1{,}2 \cdot 2U_{\text{с}} = 1{,}2 \cdot 2 \cdot 22 \approx 53 \ \textit{в}.$$

Условиям пунктов 7 и 8 удовлетворяет германиевый транзистор типа П3В (табл. 2).

9. Так как габаритная мощность трансформатора очень мала (около 2,9 *ва*), а напряжение выходной обмотки велико (3 700 *в*), то пользоваться формулой (6) неудобно и размеры сердечника могут быть определены после одного-двух пробных расчетов.

Выбираем сердечник из сплава марки 50Н размером Ш-12 с окном $b \times h = 12 \times 26$ *мм* и пакетом $c = 12$ *мм* из штампованных пластин толщиной 0,15 *мм* (рис. 19). Для такого материала $B_m = 7\,700$ *гс*.

10. Число витков половины коллекторной обмотки

$$w_{\text{к}} = \frac{(U_{\text{с}} - \Delta U_{\text{к-э}}) \cdot 10^8}{4 f B_m Q} = \frac{(22 - 0{,}5)\, 10^8}{4 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 7{,}7 \cdot 10^3 \cdot 1{,}2 \cdot 1{,}2 \cdot 0{,}85} = 29 \text{ витков}.$$

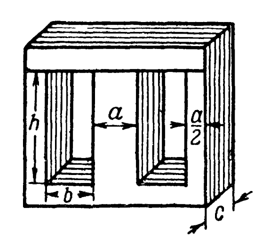


Рис. 19. Ш-образный сердечник из штампованных пластин.

11. Число витков половины базовой обмотки

$$w_{\text{б}} = w_{\text{к}} \frac{3 \div 4}{U_{\text{к}}} = 29 \frac{3{,}5}{21{,}5} = 5 \text{ витков}.$$

12. Число витков выходной обмотки

$$w_{\text{в}} = w_{\text{к}} \frac{U_{\text{в}}}{U_{\text{к}}} = 29 \frac{3\,700}{21{,}5} = 5\,000 \text{ витков}.$$

13. Действующее значение тока коллекторной обмотки

$$I_{\text{к}} = \frac{I_{\text{к}m}}{\sqrt{2}} = \frac{0{,}17}{\sqrt{2}} = 0{,}12 \ \textit{a}.$$

14. Действующее значение тока базовой обмотки

$$I_{\text{б}} = \frac{I_{\text{к}m}}{\sqrt{2}} \frac{1 - \alpha}{\alpha} = \frac{0{,}17}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1 - 0{,}9}{0{,}9} = 0{,}014 \ \textit{a}.$$

15. Диаметры проводов обмоток трансформатора (без изоляции)

$$d_{\text{к}} = 1{,}13 \sqrt{\frac{I_{\text{к}}}{\delta}} = 1{,}13 \sqrt{\frac{0{,}12}{3}} = 0{,}23 \ \textit{мм};$$

$$d_{\text{б}} = 1{,}13 \sqrt{\frac{I_{\text{б}}}{\delta}} = 1{,}13 \sqrt{\frac{0{,}014}{3}} = 0{,}08 \ \textit{мм}.$$

Диаметр провода выходной обмотки принимаем равным $d_{\text{в}} = 0{,}08$ *мм*.

Так как базовая обмотка имеет очень мало витков, то ее можно намотать из того же провода, что и коллекторную обмотку (0,23 *мм*)

16. Найдем коэффициент заполнения окна сердечника:

$$k_{\text{м}} = \frac{Q_{\text{м}}}{Q_0} = \frac{\frac{\pi}{4}\,(d_{\text{в}}^2 w_{\text{в}} + d_{\text{к}}^2 2 w_{\text{к}} + d_{\text{б}}^2 2 w_{\text{б}})}{Q_{\text{о}}} =$$

$$= \frac{\frac{\pi}{4}\,(0{,}08^2 \cdot 5\,000 + 0{,}23^2 \cdot 2 \cdot 29 + 0{,}23^2 \cdot 2 \cdot 5)}{12 \cdot 26} \approx 0{,}1.$$

Такой малый коэффициент заполнения позволит свободно разместить в окне все обмотки трансформатора, в том числе хорошо изолированную выходную обмотку.

17. Для выбранной схемы включения транзисторов (см. также рис. 11,*а*) величину сопротивления R_2 в цепи базы следует определять по формуле

$$R_2 \leqslant \frac{U_{\text{с}}}{I_{\text{к}m}} \cdot \frac{\alpha}{1-\alpha}.$$

В рассчитываемой схеме

$$R_2 \leqslant \frac{22}{0{,}17} \cdot \frac{0{,}9}{1-0{,}9} \approx 1\,200 \text{ ом}.$$

18. Емкость конденсатора C выбираем равной 0,25 *мкф*.

19. Полный ток, потребляемый от источника питания,

$$I_{\text{с}} = I_{\text{к}m} + \frac{U_{\text{с}}}{R_2} = 0{,}17 + \frac{22}{1\,200} \approx 0{,}19 \text{ а}.$$

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С УСИЛЕНИЕМ МОЩНОСТИ

9. СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С УСИЛЕНИЕМ МОЩНОСТИ

Как уже было указано выше, в ряде случаев целесообразно использовать схему преобразователя с усилением мощности. Такую схему обычно применяют, когда мощность преобразователя превышает 50—100 *вт* и когда необходимо обеспечить постоянство частоты и неизменность формы кривой переменного напряжения при колебаниях нагрузки преобразователя. Кроме того, наличие усилителя мощности, обладающего малым внутренним сопротивлением, позволяет улучшить нагрузочную характеристику преобразователя (как с выпрямителем, так и без него),

т. е. уменьшить зависимость выходного напряжения от тока нагрузки и повысить к. п. д. устройства.

Источником переменного напряжения, подаваемого на вход усилителя мощности, служит обычный преобразователь с самовозбуждением, рассмотренный в предыдущей главе. В дальнейшем этот преобразователь будем называть задающим генератором.

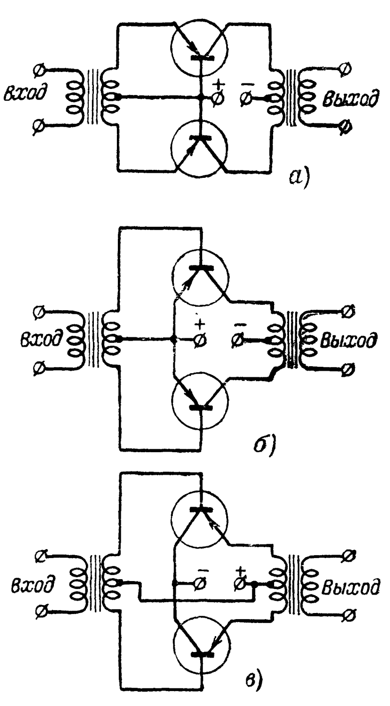


Рис. 20. Усилители по схеме с общей базой (*а*), с общим эмиттером (*б*) и с общим коллектором (*в*).

Мощный усилитель на транзисторах усиливает напряжение прямоугольной формы. Транзисторы усилителя работают по двухтактной схеме в режиме переключения. В то время как один транзистор открыт и работает в режиме насыщения, другой заперт, и наоборот.

Транзисторы мощного усилителя можно включить по схеме с общей базой (рис. 20,*а*), с общим эмиттером (рис. 20,*б*) или с общим коллектором (рис. 20,*в*). Для схемы с общей базой требуется задающий генератор большей мощности, чем для схемы с общим эмиттером. Зато схема с общей базой обладает рядом преимуществ: дает меньшие искажения формы прямоугольного сигнала и меньшие изменения усиления при колебаниях окружающей температуры, менее чувствительна к замене транзисторов в плечах, а также позволяет работать при несколько более высоких напряжениях питания. Последнее свойство схемы связано с физическими свойствами транзисторов, имеющих различные максимально допустимые напряжения между коллектором и эмиттером в зависимости от схемы включения транзисторов. Так, транзистор типа П4Б согласно техническим условиям имеет максимально

допустимые напряжения 70, 60 и 50 *в* для схем с общей базой, общим эмиттером и общим коллектором соответственно.

Как известно, коэффициент усиления транзисторов по току падает в области больших токов коллектора. В схеме с общим эмиттером усиление по току падает значительно сильнее, чем в схеме с общей базой. Однако схема с общим эмиттером требует меньшей мощности возбуждения, т. е. обладает более высоким коэффициентом усиления по мощности по сравнению со схемой с общей базой (в 10—20 раз). В тех случаях, когда это свойство является важным (например, при малых напряжениях источника питания) применение схемы с общим эмиттером становится выгодным.

Схема усилителя с общим коллектором практически почти не применяется, так как, не имея существенных преимуществ перед схемой с общим эмиттером, она снижает максимально допустимое напряжение между коллектором и эмиттером и дает меньшее усиление по мощности.

10. РЕЖИМ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРОВ В СХЕМЕ УСИЛЕНИЯ МОЩНОСТИ

Рассмотрим работу транзисторов, работающих в двухтактной схеме с общей базой в режиме переключения.

Статические характеристики транзистора в схеме с общей базой показаны на рис. 21. В этой схеме ток коллектора (при $i_э = \text{const}$) остается почти неизменным при отрицательных значениях коллекторного напряжения $u_{к\text{-}б}$. При очень небольших положительных напряжениях на коллекторе ток коллектора резко падает до нуля. В целях упрощения чертежа рис. 21 считаем, что зависимость $I_к = f(u_{к\text{-}б})$ при $i_э = 0$ (т. е. график обратного тока коллектора) совпадает с осью напряжений $u_{к\text{-}б}$.

Динамические характеристики выходной цепи усилителя на транзисторах, включенных по схеме с общей базой, представляют собой прямые линии *АБ*, наклон которых определяется сопротивлением нагрузки выходного трансформатора. Чем меньше сопротивление нагрузки, тем больше угол α, образованный динамической характеристикой с осью абсцисс.

При прямоугольной форме входного напряжения переход из точки *А* динамической характеристики в точку *Б* совершается почти мгновенно; в точке *А* рабочая точка на-

ходится в течение одной половины периода, а в точке *Б* — в течение второй половины.

При изменении сопротивления нагрузки от бесконечно большого до критического, соответствующего динамической

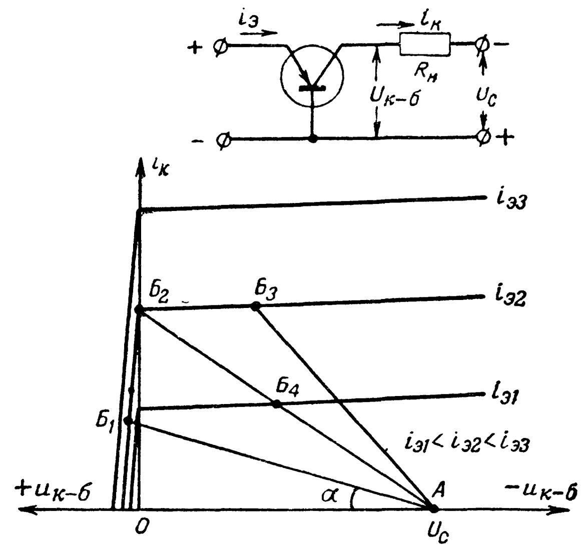


Рис. 21. Статические характеристики транзистора в схеме с общей базой.

характеристике $АБ_2$, верхняя точка характеристики *Б* движется по крутой части статической характеристики, соответствующей заданной амплитуде входного тока эмиттера $i_э$. Внутреннее сопротивление усилителя при этом остается очень малым, так как выходное сопротивление транзистора для участка статической характеристики, лежащего в области положительных напряжений на коллекторе, очень мало.

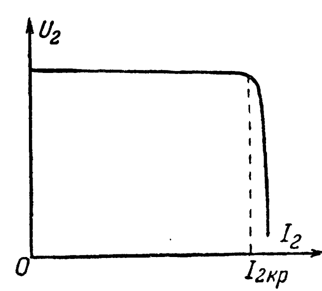


Рис. 22. Нагрузочная характеристика усилителя на транзисторах, работающих в режиме переключения.

При дальнейшем уменьшении сопротивления нагрузки усилителя верхняя точка динамической характеристики движется по почти горизонтальному участку $Б_2$—$Б_3$ статической характеристики. При этом выходное сопротивление усилителя становится очень

большим, так как транзисторы уже не работают в режиме переключения и их выходное сопротивление на этом участке характеристики велико.

Приведенные рассуждения позволяют построить нагрузочную характеристику усилителя, т. е. зависимость выходного напряжения от тока нагрузки. При изменении тока нагрузки от нуля до величины $I_{2m\text{кр}}$, соответствующей критическому сопротивлению нагрузки (т. е. динамической характеристике $АБ_2$), нагрузочная характеристика усилителя почти горизонтальна. Для токов нагрузки, превышающих $I_{2m\text{кр}}$ (что соответствует динамической характеристике типа $АБ_3$), выходное напряжение усилителя резко падает и нагрузочная характеристика идет почти вертикально (рис. 22). При этом значительно возрастает мощность, выделяющаяся на транзисторах (что может привести к выходу их из строя из-за перегрева), и соответственно падают к. п. д. усилителя и отдаваемая им мощность.

Величину максимально допустимого тока нагрузки можно подсчитать по формуле

$$I_{2m\text{кр}} = I_{\text{э}m}\,\alpha\,\frac{1}{n},$$

где $n = w_2/w_1$ — коэффициент трансформации выходного трансформатора (w_1 — число витков половины первичной обмотки).

Если в выпрямителе, питаемом от такого усилителя, используются вентили с малым внутренним сопротивлением (например, германиевые или кремниевые), то нагрузочная характеристика выпрямителя имеет почти такой же характер, как нагрузочная характеристика усилителя на рис. 22.

Аналогичной нагрузочной характеристикой будет обладать двухтактный усилитель, собранный по схеме с общим эмиттером, и выпрямитель, включенный на выходе этого усилителя.

Характер нагрузочной характеристики преобразователя с усилением мощности указывает на существенный недостаток этой схемы: уменьшение сопротивления нагрузки может вызвать перегрев транзисторов и выход их из строя. Трудность защиты транзисторов от перегрузок заключается в том, что обычные плавкие предохранители имеют тепловую инерцию, которая превышает тепловую инерцию транзисторов. В результате, транзистор выходит из строя быстрее, чем сгорает предохранитель.

Опасность перегрева транзисторов возникает также при уменьшении тока эмиттера из-за понижения входного напряжения усилителя. Так как при этом динамическая характеристика будет представлять собой линию $АБ_4$ (рис. 21), то нахождение рабочей точки в течение половины периода в точке $Б_4$ вызовет перегрев транзистора.

Необходимая мощность задающего генератора, работающего на усилитель мощности, зависит от схемы усилителя. Мощность задающего генератора расходуется во входной цепи усилителя и определяется током вторичной обмотки его входного трансформатора и входным сопротивлением усилителя. Очевидно, что вторичная обмотка входного трансформатора является одновременно выходной обмоткой трансформатора задающего генератора.

В схеме усилителя с общей базой по вторичной обмотке входного трансформатора протекает ток эмиттера, а в схеме усилителя с общим эмиттером — ток базы транзистора. Входное сопротивление одного плеча усилителя равно входному сопротивлению транзистора, включенного по схеме с общей базой или с общим эмиттером. Если считать, что напряжение эмиттер — база в обоих случаях одинаково, а ток эмиттера примерно в 10 раз больше тока базы (при $\alpha=0,9$), то легко найти, что входное сопротивление транзистора, включенного по схеме с общей базой, будет примерно в 10 раз меньше, чем при включении по схеме с общим эмиттером.

Исходя из приведенных выше ориентировочных данных, можно приближенно оценить соотношение мощностей, расходуемых во входных цепях усилителей с общей базой и общим эмиттером. Мощность в схеме с общей базой равна

$$I_э^2 r_{вх.б}.$$

Мощность в схеме с общим эмиттером равна:

$$I_б^2 r_{вх.э} \approx (0,1 I_э)^2 \, 10 r_{вх\,б}.$$

Отношение мощностей

$$\frac{I_э^2 r_{вх.б}}{0,01 I_э^2 \, 10 r_{вх.б}} = 10.$$

Таким образом, в схеме усилителя с общей базой мощность, расходуемая во входной цепи, будет (при $\alpha=0,9$) примерно в 10 раз больше, чем в схеме с общим эмиттером.

11. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С УСИЛЕНИЕМ МОЩНОСТИ

Выпрямитель и фильтр. В случае работы усилителя мощности на выпрямитель остаются в силе все соотношения для расчета выпрямителя и фильтра, приведенные в гл. 2. В результате этого расчета можно определить необходимое напряжение вторичной обмотки выходного трансформатора U_2, действующее (эффективное) значение тока вторичной обмотки I_2, обратное напряжение на вентиле $U_{обр}$ и импульс тока через вентиль I_m соответственно из выражений (20), (21), (22) и (23). При этом в выражениях (20) и (21) индекс «в» меняется на индекс «2».

Усилитель. Подходящий тип транзисторов выбирают по амплитудному значению тока коллектора. Последнее определяют с помощью формул (4) и (5), в которых индекс «в» заменяется индексом «2»; к. п. д. схемы мощного усилителя при напряжении питания выше 10 *в* можно принять равным $\eta_у = 0{,}9 \div 0{,}95$. Если вычисленное амплитудное значение тока коллектора $I_{кm}$ превышает соответствующее допустимое значение для имеющегося транзистора, то в каждое плечо усилителя можно включить несколько транзисторов параллельно, чтобы обеспечить требуемое значение тока $I_{кm}$. При этом коэффициенты усиления транзисторов по току β не должны заметно отличаться друг от друга.

Как и в схеме задающего генератора, транзисторы усилителя должны выдерживать между коллектором и эмиттером напряжение не менее 2,4 $U_с$.

Входная цепь усилителя. Зная коэффициент усиления транзисторов по току α, определяют ток входной цепи усилителя. В схеме с общей базой ток входной цепи равен току эмиттера:

$$I_{вхm} = I_{эm} = \frac{I_{кm}}{\alpha}\,. \qquad (25)$$

В схеме с общим эмиттером ток входной цепи усилителя равен базовому току и определяется по формуле

$$I_{вхm} = I_{бm} = I_{эm} - I_{кm} = I_{кm}\left(\frac{1-\alpha}{\alpha}\right)\,. \qquad (26)$$

Зная входное сопротивление транзисторов усилителя, легко найти мощность, потребляемую в его входной цепи.

Полная входная мощность, расходуемая в обоих плечах схемы усилителя,

$$P_{вх} = 2I^2_{вх} r_{вх}, \qquad (27)$$

где $I_{вх}$ — действующее значение входного тока;

$r_{вх}$ — входное сопротивление транзисторов одного плеча схемы.

Очевидно, что для M параллельно включенных транзисторов входное сопротивление плеча $r_{вх}$ будет в M раз меньше входного сопротивления одного транзистора.

Для схемы с общей базой

$$P_{вх} = 2\left(\frac{I_{кm}}{\alpha\sqrt{2}}\right)^2 r_{вх.б} = \frac{I^2_{кm}}{\alpha^2} r_{вх.б}. \qquad (28)$$

Для схемы с общим эмиттером

$$P_{вх} = 2\left[\frac{I_{кm}}{\sqrt{2}}\left(\frac{1-\alpha}{\alpha}\right)\right]^2 r_{вх.э} = I^2_{кm}\left(\frac{1-\alpha}{\alpha}\right)^2 r_{вх.э}. \qquad (29)$$

Выходная мощность задающего генератора ($P_в$), работающего на усилитель, должна быть не менее входной мощности усилителя:

$$P_в \geqslant P_{вх}.$$

Расчет задающего генератора (преобразователя с самовозбуждением) производят обычным способом, указанным в гл. 2.

При расчете трансформатора задающего генератора, который одновременно является входным трансформатором усилителя мощности, следует иметь в виду, что входная цепь двухтактного усилителя, работающего в режиме переключения, аналогична по характеру нагрузки обычному двухфазному (двухполупериодному) выпрямителю. Поэтому для определения габаритной мощности трансформатора задающего генератора нужно воспользоваться выражением (9):

$$P_{габ} \approx 2{,}1 U_в I_в.$$

Учитывая, что в данном случае $U_в$ является входным напряжением одного плеча схемы усилителя, а $I_в$ — током входной цепи усилителя, выражение (9) можно переписать в виде:

$$P_{габ} \approx 2{,}1 U_{вх} I_{вх} = 2{,}1 U_{вхm} \frac{I_{вхm}}{\sqrt{2}} \approx 1{,}5 U_{вхm} I_{вхm}. \qquad (30)$$

В зависимости от схемы усилителя амплитудное значение тока входной цепи $I_{\text{вх}m}$ определяют по формуле (25) или (26).

Входное напряжение плеча усилителя равно произведению тока входной цепи на входное сопротивление плеча:

$$U_{\text{вх}.m} = I_{\text{вх}m}\, r_{\text{вх}}.$$

Отсюда находим входное напряжение в схеме усилителя с общей базой

$$U_{\text{вх}m} = U_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{к}m}}{\alpha}\, r_{\text{вх.б}} \qquad (31)$$

и в схеме усилителя с общим эмиттером

$$U_{\text{вх}m} = U_{\text{вх}} = I_{\text{к}m}\left(\frac{1-\alpha}{\alpha}\right) r_{\text{вх.э}}\,. \qquad (32)$$

Таким образом, выходная обмотка трансформатора задающего генератора работающего на усилитель, должна состоять из двух половин с общим напряжением $2U_{\text{вх}}$. Действующее значение тока, на которое должна быть рассчитана выходная обмотка, определяется как $\frac{I_{\text{вх}m}}{\sqrt{2}}$.

Потери в транзисторах. В схемах усилителей с общей базой и с общим эмиттером при прямоугольной и трапецеидальной форме кривой питающего напряжения потери в транзисторах подсчитываются по формулам, приведенным в гл. 2. Эти формулы действительны только при правильно выбранном режиме работы усилителя, т. е. при сопротивлении нагрузки, большем или равном критическому, что соответствует току нагрузки

$$I_{2m} \leqslant \frac{I_{\text{к}m}}{n}.$$

Напомним, что при нагрузке усилителя на активное сопротивление, а также на выпрямители по мостовой схеме или по схеме удвоения напряжения

$$I_{2m} = I_2,$$

а при нагрузке на двухфазную (двухполупериодную) схему выпрямителя

$$I_{2m} = I_2\sqrt{2}.$$

Следует отметить, что в схемах усилителей с общей базой и с общим эмиттером (рис. 20,*а* и *б*) мощность, выделяющаяся на всех транзисторах, равна входной мощности усилителя.

Выходной трансформатор усилителя. Конструктивный расчет трансформатора включает в себя определение размеров сердечника, числа витков и диаметра проводов обмоток.

Для определения размеров сердечника выходного трансформатора следует пользоваться формулой (6). Габаритную мощность выходного трансформатора можно определить из выражений:

$$P_{габ} \approx 1{,}2U_2I_2 \qquad (33)$$

при нагрузке трансформатора на активное сопротивление или на выпрямитель, собранный по мостовой схеме или схеме удвоения, и

$$P_{габ} \approx 2U_2I_2 \qquad (34)$$

при нагрузке трансформатора на выпрямитель, собранный по двухфазной схеме.

Если выходной трансформатор имеет несколько вторичных обмоток, то общая габаритная мощность такого трансформатора будет равна сумме габаритных мощностей, подсчитанных по формулам (33) и (34) отдельно для каждой нагрузки трансформатора:

$$P_{габ} = P_{габ1} + P_{габ2} + P_{габ3} + \ldots \qquad (35)$$

В отличие от трансформатора задающего генератора величина индукции B_m в выходном трансформаторе может быть выбрана произвольно. При этом необходимо иметь в виду, что потери в сердечнике трансформатора резко возрастают с повышением частоты f и с увеличением индукции B_m. Зависимость удельных потерь в сердечнике (т. е. потерь, приходящихся на 1 *кг* веса сердечника) для некоторых магнитных материалов в зависимости от индукции B_m и частоты f дана на рис. 23 и 24. Очевидно, что с повышением частоты следует снижать величину индукции.

С увеличением мощности трансформатора его охлаждающая поверхность растет медленнее, чем мощность потерь (при неизменном к. п. д.). При этом перегрев обмоток и сердечника у мощного трансформатора будет больше, чем у маломощного. Для того, чтобы сохранить одинаковую величину перегрева у трансформаторов различной мощно-

сти, нужно с повышением мощности трансформатора снижать значение индукции B_m и плотности тока δ. В результате, с повышением мощности будет снижаться относительная величина потерь в стали и меди трансформатора, а следовательно, будет повышаться его к. п. д.

Учитывая вышесказанное, а также имея в виду реальные значения удельных потерь в зависимости от частоты

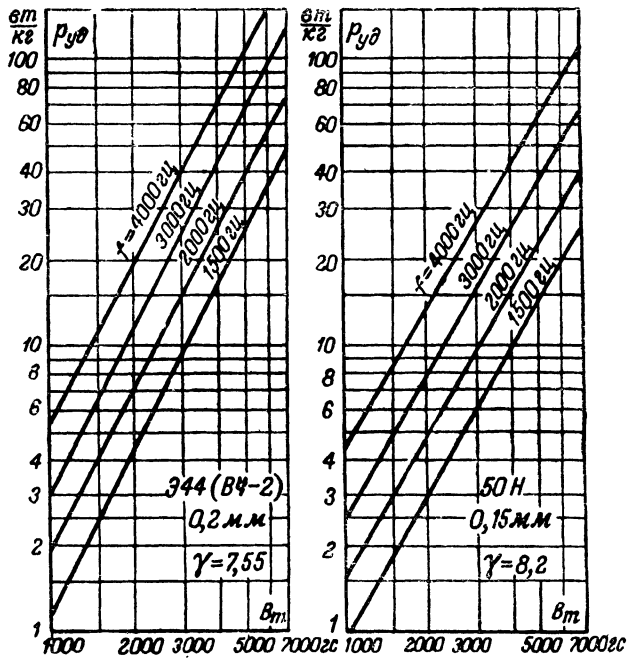


Рис. 23. Зависимость удельных потерь в материалах Э44 и 50Н от индукции и частоты.

и индукции для существующих магнитных материалов (рис. 23 и 24), можно при выборе индукции B_m руководствоваться следующими соображениями:

Для предварительного ориентировочного расчета выходного трансформатора при частоте преобразователя от 1 до 4 *кгц* можно рекомендовать выбирать величину индукции в пределах от 4 000 до 1 000 *гс* соответственно. После конструктивного расчета трансформатора определяют величину потерь в стали и меди по формулам:

$$P_{ст} = p_{уд} G_{ст} \qquad (36)$$

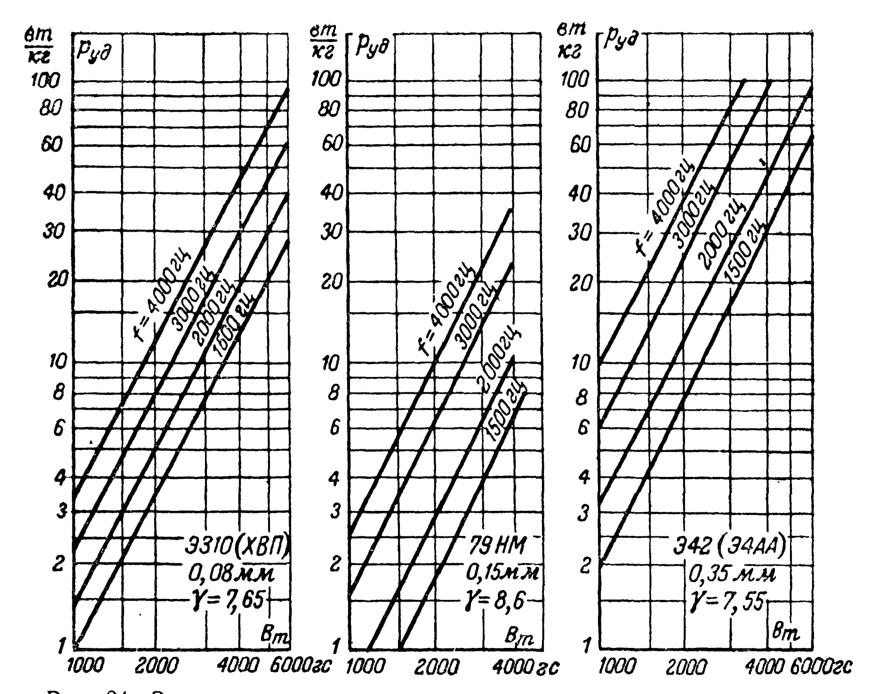


Рис. 24. Зависимость удельных потерь в материалах Э310, 79НМ и Э42 от индукции и частоты.

и

$$P_{м} = 2I_{к}^{2} r_{к} + I_{2}^{2} r_{2}, \quad (37)$$

где $p_{уд}$ — удельные потери в стали, *вт/кг*;

$G_{ст}$ — вес стали сердечника, *кг*;

$r_{к}$ — сопротивление половины первичной (коллекторной) обмотки, *ом*;

r_{2} — сопротивление выходной обмотки, *ом*.

Далее необходимо подсчитать наружную (охлаждающую) поверхность сердечника трансформатора $S_{ст}$ и наружную (охлаждающую) поверхность обмотки $S_{м}$ и вычислить удельную поверхность, приходящуюся на 1 *вт* потерь:

в стали

$$s_{ст} = \frac{S_{ст}}{P_{ст}} \quad (38)$$

и в меди

$$s_м = \frac{S_м}{P_м}.^*\qquad(39)$$

Перегрев трансформатора будет нормальным (40—50° С), если величина каждой удельной поверхности $s_{ст}$ и $s_м$ будет не менее 20 *см²/вт*.

Если удельные поверхности будут меньше указанной величины, то перегрев трансформатора увеличится. Чтобы сохранить допустимую величину перегрева, необходимо снизить выбранные значения индукции B_m (если $s_{ст} < 20$ *см²/вт*) и плотности тока δ (если $s_м < 20$ *см²/вт*) и сделать новый конструктивный расчет трансформатора.

При определении размеров сердечника ($Q_{ст}$ и $Q_о$) по формуле (6) надо стремиться к тому, чтобы отношение толщины пакета (в случае штампованного сердечника) или ширины ленты (в случае витого сердечника) к ширине стержня лежало в пределах от единицы до двух.

Число витков половины коллекторной (первичной) обмотки определяется из выражения (2), которое можно представить в виде:

$$w_к = \frac{(U_с - \Delta U_{к\text{-}э})10^8}{4fB_m Q_{ст} k_с}.\qquad(40)$$

Число витков вторичной обмотки

$$w_2 = w_к \frac{U_2}{U_с - \Delta U_{к\text{-}э}} = w_к n.\qquad(41)$$

Действующее значение тока коллекторной обмотки $I_к$ определяется из выражения (14).

Зная I_2 и $I_к$, можно определить диаметры проводов обмоток по формуле (16).

Искажения прямоугольной формы напряжения, вносимые выходным трансформатором, зависят от величины индуктивности половины первичной (коллекторной) обмотки $L_к$ и индуктивности рассеяния трансформатора.

Если индуктивное сопротивление первичной обмотки $\omega L_к$ мало по сравнению с приведенным сопротивлением нагрузки $R'_н$, то вследствие того, что нагрузка окажется зашунтированной этим индуктивным сопротивлением, фор-

* Формулы для вычисления $S_{ст}$ и $S_м$ даны в примере расчета.

ма кривой выходного напряжения исказится. Поэтому необходимо, чтобы выполнялось условие

$$2\pi f L_{\text{к}} \geqslant 5R'_{\text{н}} = \frac{5U_2}{I_2 n^2} . \qquad (42)$$

Наличие индуктивности рассеяния между половинами первичной (коллекторной) обмотки вызывает искажение прямоугольной формы кривой напряжения, а также приводит к появлению перенапряжений на выходе усилителя. Значительного уменьшения индуктивности рассеяния можно достигнуть, наматывая обе половины первичной обмотки одновременно (в два провода) и соединяя затем конец одной и начало другой половины. Кроме того, для улучшения связи между обмотками желательно разделить вторичную обмотку на две половины и между ними расположить первичную обмотку. При этом намотка ведется в следующем порядке: сначала наматывается первая половина вторичной обмотки, затем первичная обмотка (в два провода) и сверху—вторая половина вторичной обмотки, начало которой соединяется с концом ее первой половины.

12. ПРИМЕР РАСЧЕТА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С УСИЛЕНИЕМ МОЩНОСТИ

Требуется рассчитать преобразователь, работающий от источника постоянного напряжения $U_{\text{с}} = 22$ *в*. Выходное напряжение $U_0 = 170$ *в* при токе нагрузки $I_0 = 3{,}5$ *а*. Амплитуда пульсации на первом конденсаторе фильтра $p_0 \leqslant 10\%$ от выпрямленного напряжения. Падение напряжения на дросселе сглаживающего фильтра $\Delta U_{\text{др}} = 3$ *в*. Амплитуда пульсации на выходе $p_1 \leqslant 0{,}1\%$. Частота, вырабатываемая преобразователем, $f = 1\,200$ *гц*.

Выпрямитель и фильтр

1. Для получения заданного выпрямленного напряжения и тока выбираем выпрямитель, собранный по мостовой схеме. Ввиду того, что заданная выходная мощность велика ($P_0 \approx 600$ *вт*), преобразователь целесообразно выполнить по схеме с усилением мощности. Выбираем двухтактную схему усилителя с общей базой. Полная схема преобразователя приведена на рис. 25.

2. В качестве вентилей используем германиевые диоды типа Д303 (табл. 3) с допустимым выпрямленным током 3 *а* (в мостовой схеме 6 *а*) и допустимым обратным напряжением

$$U_{\text{обр.доп}} = 150 \text{ в}.$$

Так как в мостовой схеме

$$U_{\text{обр}} \approx U_0 = 170 \text{ в},$$

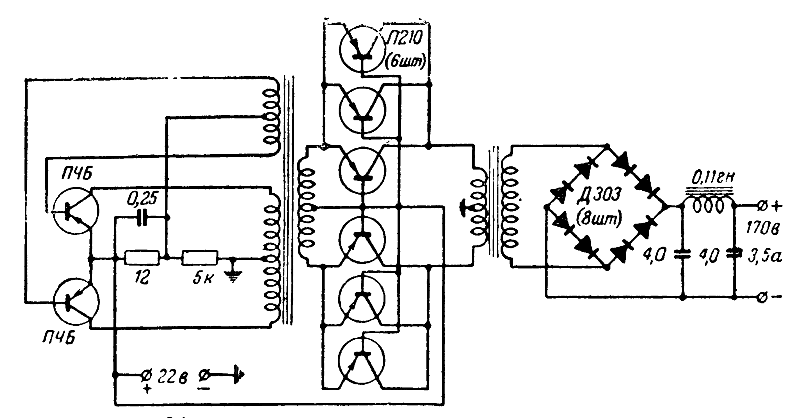


Рис. 25. Схема преобразователя к примеру расчета.

то число вентилей в плече схемы

$$N = \frac{U_{\text{обр}}}{U_{\text{обр.доп}}} = \frac{170}{150} \approx 2 \text{ шт.}$$

3. Напряжение вторичной обмотки выходного трансформатора преобразователя

$$U_2 = U_0 + 2N\Delta U_{\text{вент}} + \Delta U_{\text{др}} = 170 + 2\cdot 2\cdot 0{,}5 + 3 = 175 \ \textit{в}.$$

4. Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора

$$I_2 = I_0 = 3{,}5 \ a.$$

5. Входная емкость фильтра выпрямителя

$$C_0 \approx (1 \div 2)\ 10^6 \frac{I_0}{fU_0 p_0} = \frac{2\cdot 10^6\cdot 3{,}5}{1{,}2\cdot 10^3\cdot 170\cdot 10} = 3{,}4 \approx 4 \ \textit{мкф}.$$

6. Требуемый коэффициент сглаживания

$$q = \frac{p_0}{p_1} = \frac{10}{0{,}1} = 100.$$

7. Необходимое произведение

$$L_{\text{др}} C_1 \approx \frac{q\cdot 10^6}{m^2\omega^2} = \frac{100\cdot 10^6}{2^2\,(2\cdot 3{,}14\cdot 1{,}2\cdot 10^3)^2} = 0{,}44 \ \textit{гн}\cdot\textit{мкф},$$

где C_1 — выходная емкость фильтра, *мкф*;
m — число фаз выпрямителя.

8. Задаваясь выходной емкостью $C_1 = 4$ *мкф*, находим, что индуктивность дросселя фильтра должна быть:

$$L_{\text{др}} = \frac{L_{\text{др}} C_1}{C_1} = \frac{0{,}44}{4} = 0{,}11 \ \textit{гн}.$$

Усилитель

9. Мощность на выходе усилителя

$$P_2 = U_2 I_2 = 175 \cdot 3{,}5 = 610 \text{ вт}.$$

10. Полагая к. п. д. усилителя $\eta_у = 0{,}9$, найдем:

$$I_{кm} = \frac{P_2}{\eta_у U_с} = \frac{610}{0{,}9 \cdot 22} = 31 \ a.$$

11. Наибольшее напряжение между коллектором и эмиттером с учетом нестационарных процессов

$$U_{к\text{-}эm} = 1{,}2 \cdot 2U_с = 1{,}2 \cdot 2 \cdot 22 \approx 53 \ в.$$

12. Выбираем мощный германиевый транзистор типа П210 (табл. 2), который имеет максимально допустимый ток коллектора 12 *а* и максимально допустимое напряжение между эмиттером и коллектором 60 *в*. Таким образом, в каждое плечо схемы усилителя необходимо включить

$$M = \frac{I_{кm}}{I_{кm доп}} = \frac{31}{12} \approx 3 \text{ транзистора}.$$

Следует отметить, что работа транзистора при максимально допустимом токе коллектора (в данном случае 12 *а*) нежелательна, так как при этом заметно снижается коэффициент усиления по току α.

В рассчитываемой схеме усилителя транзисторы будут работать при токе коллектора ниже максимально допустимого ($I_{кm} = 10{,}4$ *а*).

Выходной трансформатор усилителя

13. Габаритная мощность выходного трансформатора

$$P_{габ} \approx 1{,}2 U_2 I_2 = 1{,}2 \cdot 175 \cdot 3{,}5 = 735 \ ва.$$

14. Определим размеры выходного трансформатора.

Сердечник трансформатора выполняется из штампованных Ш-образных пластин из материала 50Н толщиной 0,15 *мм*.

Задаемся величинами: $B_m = 3\,000$ *гс*; $\delta = 3$ *а/мм²*; $\eta_{тр} = 0{,}95$; $s = 1$; $k_с = 0{,}85$; $k_м = 0{,}3$ (для проводов марок ПЭЛ и ПЭВ).

Тогда

$$Q_{ст} Q_о = \frac{P_{габ} \cdot 10^6}{2f B_m \delta \eta_{тр} s k_с k_м} = \frac{735 \cdot 10^6}{2 \cdot 1{,}2 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 0{,}95 \cdot 1 \cdot 0{,}85 \cdot 0{,}3} = 140 \ см^4.$$

Выбираем стандартную пластину Ш-25, у которой $a = b = 2{,}5$ *см*, $h = 6{,}25$ *см* (рис. 19).

Тогда толщина пакета

$$c = \frac{Q_{ст} Q_о}{abh} = \frac{140}{2{,}5 \cdot 2{,}5 \cdot 6{,}25} = 3{,}6 \ см.$$

Отношение

$$\frac{c}{a}=\frac{3,6}{2,5}=1,44\left(1<\frac{c}{a}<2\right).$$

Сечение стержня

$$Q_{\text{ст}}=ac=2,5\cdot3,6=9\ см^2.$$

15. Имея в виду, что для транзистора П210 $\Delta U_{\text{к-э}}=0,5$ *в*, находим число витков половины коллекторной обмотки:

$$w_{\text{к}}=\frac{(U_{\text{с}}-\Delta U_{\text{к-э}})\,10^8}{4fB_mQ_{\text{ст}}k_{\text{с}}}=\frac{(22-0,5)\cdot10^8}{4\cdot1,2\cdot10^3\cdot3\cdot10^3\cdot9\cdot0,85}\approx19\ \text{витков.}$$

16. Число витков вторичной обмотки

$$w_2=w_{\text{к}}\frac{U_2}{(U_{\text{с}}-\Delta U_{\text{к-э}})}=19\frac{175}{22-0,5}=157\ \text{витков.}$$

17. Действующее значение тока коллекторной обмотки

$$I_{\text{к}}=\frac{I_{\text{к}m}}{\sqrt{2}}=\frac{31}{\sqrt{2}}=22\ a.$$

18. Диаметр провода коллекторной обмотки

$$d_{\text{к}}\doteq1,13\sqrt{\frac{I_{\text{к}}}{\delta}}=1,13\sqrt{\frac{22}{3}}=3,06\ мм.$$

Так как провода марки ПЭВ с таким диаметром не существует, то намотку надо вести двумя проводами, суммарное сечение которых должно быть равно сечению провода диаметром 3,06 *мм*. Диаметр провода для намотки коллекторной обмотки

$$d'_{\text{к}}=\frac{d_{\text{к}}}{\sqrt{2}}=\frac{3,06}{\sqrt{2}}=2,17\ мм\ \text{(стандартный диаметр 2,26 } мм\text{).}$$

Диаметр провода вторичной обмотки

$$d_2=1,13\sqrt{\frac{I_2}{\delta}}=1,13\sqrt{\frac{3,5}{3}}=1,22\ мм\ \text{(стандартный диаметр 1,25 } мм\text{).}$$

19. Объем сердечника трансформатора

$$v_{\text{ст}}=[4a(h+a)-2ah]\,c=[4\cdot2,5\,(6,25+2,5)-2\cdot2,5\cdot6,25]\,3,6=202\ см^3.$$

Вес сердечника из сплава 50Н (удельный вес $\gamma=8,2$)

$$G_{\text{ст}}=v_{\text{ст}}k_{\text{с}}\gamma=202\cdot0,85\cdot8,2=1\,410\ г.$$

Удельные потери в сердечнике при $f = 1\,200$ *гц* и $B_m = 3\,000$ *гс* составляют $p_{\text{уд}} = 5$ *вт/кг* (рис. 23).

Потери в сердечнике

$$P_{\text{ст}} = p_{\text{уд}} G_{\text{ст}} = 5 \cdot 1{,}41 = 7 \text{ вт}.$$

Наружная поверхность сердечника

$$S_{\text{ст}} = 2\left[4ac + (h + a)c + \frac{a}{2}(8a + 2h)\right] =$$

$$= 2\left[4 \cdot 2{,}5 \cdot 3{,}6 + (6{,}25 + 2{,}5)\,3{,}6 + \frac{2{,}5}{2}(8 \cdot 2{,}5 + 2 \cdot 6{,}25)\right] = 216 \text{ см}^2.$$

Удельная поверхность сердечника

$$s_{\text{ст}} = \frac{S_{\text{ст}}}{P_{\text{ст}}} = \frac{216}{7} = 31 \text{ см}^2/\text{вт}.$$

Полученная величина значительно больше минимально допустимой (20 *см²/вт*) и обеспечивает хорошее охлаждение при данной величине потерь (7 *вт*).

20. Средняя длина витка обмоток трансформатора

$$l_{\text{м}} = 2(a + c) + \pi a = 2(2{,}5 + 3{,}6) + 3{,}14 \cdot 2{,}5 = 20 \text{ см}.$$

Сопротивление коллекторной обмотки

$$r_{\text{к}} = w_{\text{к}} l_{\text{м}} r_{\text{уд.к}} = 19 \cdot 0{,}2\,\frac{4{,}38 \cdot 10^{-3}}{2} = 8{,}3 \cdot 10^{-3} \text{ ом}.$$

Сопротивление выходной обмотки

$$r_2 = w_2 l_{\text{м}} r_{\text{уд.2}} = 157 \cdot 0{,}2 \cdot 14{,}3 \cdot 10^{-3} = 0{,}44 \text{ ом}.$$

Потери в меди трансформатора

$$P_{\text{м}} = 2I_{\text{к}}^2 r_{\text{к}} + I_2^2 r_2 = 2 \cdot 22^2 \cdot 8{,}3 \cdot 10^{-3} + 3{,}5^2 \cdot 0{,}44 = 13{,}3 \text{ вт}.$$

Наружная поверхность обмотки

$$S_{\text{м}} \approx 10ah + 4 \cdot 3a^2 = 10 \cdot 2{,}5 \cdot 6{,}25 + 4 \cdot 3 \cdot 2{,}5^2 = 230 \text{ см}^2.$$

Удельная поверхность обмотки

$$s_{\text{м}} = \frac{S_{\text{м}}}{P_{\text{м}}} = \frac{230}{13{,}3} \approx 17{,}5 \text{ см}^2/\text{вт},$$

т. е. несколько меньше требуемой (20 *см²/вт*).

Исходя из этого результата, следовало бы перерассчитать трансформатор, задавшись большей величиной индукции B_m и меньшей плотностью тока δ. Однако ввиду того, что удельная поверхность сердечника значительно больше 20 *см²/вт*, перегрев обмотки не будет превышать нормального, так как часть тепла обмотки будет отдаваться менее нагретому сердечнику.

21. Коэффициент полезного действия выходного трансформатора

$$\eta_{тр} = \frac{P_2}{P_2 + P_{ст} + P_{м}} = \frac{610}{610 + 7 + 13,3} = 0,968.$$

22. Учитывая, что при $B_m = 3\,000$ *гс* $\mu \geqslant 3 \cdot 10^3$ и что средняя длина магнитной силовой линии данного сердечника $l_{ст} = 21,4$ *см*, найдем индуктивность половины коллекторной обмотки:

$$L_к = \frac{0,4\pi\mu w_к^2 Q_{ст} k_с \cdot 10^{-8}}{l_{ст}} = \frac{0,4 \cdot 3,14 \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 19^2 \cdot 9 \cdot 0,85 \cdot 10^{-8}}{21,4} \approx 5 \cdot 10^{-3} \text{ гн}.$$

Индуктивное сопротивление коллекторной обмотки

$$2\pi f L_к = 2 \cdot 3,14 \cdot 1\,200 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 38 \text{ ом}.$$

Приведенное сопротивление нагрузки

$$R_н' = \frac{U_2}{I_2 n^2} = \frac{175}{3,5 \cdot 8,2^2} = 0,74 \text{ ом},$$

где

$$n = \frac{U_2}{U_с - \Delta U_{к\text{-}э}} = \frac{175}{22 - 0,5} \approx 8,2.$$

Условие (42) выполнено, так как

$$2\pi f L_к \gg 5R_н'.$$

Входная цепь усилителя

23. Мощность, потребляемая во входной цепи усилителя,

$$P_{вх} = \frac{I_{кm}^2}{\alpha^2} r_{вх.б} = \frac{31^2}{0,9^2} \cdot \frac{0,13}{3} \approx 52 \text{ вт},$$

так как входное сопротивление одного транзистора П210 составляет 0,13 *ом* (при токе коллектора около 10 *а*).

При правильной прямоугольной форме напряжения эта мощность рассеивается на транзисторах усилителя. Таким образом, на каждом транзисторе рассеивается

$$P_к = \frac{P_{вх}}{2M} = \frac{52}{2 \cdot 3} \approx 9 \text{ вт}.$$

24. Входное напряжение усилителя (на одно плечо)

$$U_{вх} = \frac{I_{кm}}{\alpha} r_{вх.б} = \frac{31}{0,9} \cdot \frac{0,13}{3} = 1,5 \text{ в}.$$

25. Действующее значение тока входной цепи усилителя

$$I_{вх} = \frac{I_{кm}}{\alpha\sqrt{2}} = \frac{31}{0,9\sqrt{2}} = 24,4 \text{ а}.$$

Задающий генератор

26. Выполненный расчет усилителя позволяет выписать следующие данные для расчета задающего генератора:

$$U_в = 2 \cdot 1{,}5\ в = 3в;\ I_в = 24{,}4\ а;\ f = 1\,200\ гц;\ P_в = 52\ вт;\ U_с = 22\ в.$$

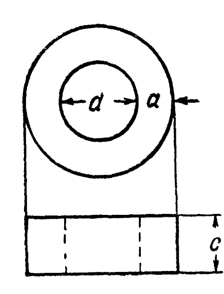


Рис. 26. Витой тороидальный сердечник.

27. Амплитудное значение коллекторного тока транзисторов задающего генератора

$$I_{кm} = \frac{P_в}{\eta U_с} = \frac{52}{0{,}7 \cdot 22} = 3{,}4\ а.$$

28. Наибольшее напряжение между коллектором и эмиттером

$$U_{к\text{-}эm} \approx 1{,}2 \cdot 2 \cdot U_с = 1{,}2 \cdot 2 \cdot 22 \approx 53\ в.$$

Таким образом, в схеме задающего генератора можно поставить два транзистора типа П4Б.

29. Габаритная мощность трансформатора задающего генератора (входного трансформатора усилителя)

$$P_{габ} \approx 2{,}1 U_в I_в = 2{,}1 \cdot 1{,}5 \cdot 24{,}4 = 77\ ва.$$

30. Определим размеры трансформатора задающего генератора, имеющего витой тороидальный сердечник из сплава 50НП (лента толщиной 0,05 *мм*). Для сердечника из сплава 50НП величина $B_m = 14\,500$ *гс* (табл. 9).

Задаваясь величинами $\delta = 4{,}5\ а/мм^2$; $\eta_{тр} = 0{,}9$; $s = 1$; $k_с = 0{,}7$; $k_м = 0{,}2$ (для проводов марки ПЭВ), найдем:

$$Q_{ст}Q_о = \frac{P_{габ} \cdot 10^6}{2fB_m\delta\eta_{тр}sk_сk_м} = \frac{77 \cdot 10^6}{2 \cdot 1{,}2 \cdot 10^3 \cdot 14{,}5 \cdot 10^3 \cdot 4{,}5 \cdot 0{,}9 \cdot 1 \cdot 0{,}7 \cdot 0{,}2} = 3{,}9\ см^4.$$

Если принять, что толщина намотки ленты a в 2 раза меньше внутреннего диаметра тороидального сердечника d, а ширина ленты c в 1,5 раза больше толщины намотки a (рис. 26), то величину a можно найти из выражения

$$a \approx 0{,}7 \sqrt[4]{Q_{ст}Q_о} = 0{,}7 \sqrt[4]{3{,}9} \approx 1\ см.$$

Тогда

$$c = 1{,}5\ a = 1{,}5\ см;\ Q_{ст} = ac = 1{,}5\ см^2;\ d = 2\ a = 2\ см.$$

31. Число витков половины коллекторной обмотки

$$w_к = \frac{(U_с - \Delta U_{к\text{-}э}) \cdot 10^8}{4fB_mQ_{ст}k_с} = \frac{(22 - 0{,}5) \cdot 10^8}{4 \cdot 1{,}2 \cdot 10^3 \cdot 14{,}5 \cdot 10^3 \cdot 1{,}5 \cdot 0{,}7} = 30\ \text{витков}.$$

32. Число витков половины базовой обмотки

$$w_б = w_к \frac{3 \div 4}{(U_с - \Delta U_{к\text{-}э})} = 30 \frac{3{,}5}{22 - 0{,}5} \approx 5\ \text{витков}.$$

33. Число витков половины выходной обмотки (входной обмотки усилителя)

$$w_в = w_к \frac{U_в}{U_с - \Delta U_{к\text{-}э}} = 30 \frac{1,5}{22 - 0,5} = 2,1 \text{ витка.}$$

В данном случае целесообразно принять число витков половины выходной обмотки равным

$$w_в = 3 \text{ витка,}$$

чтобы скомпенсировать возможные потери напряжения в обмотке трансформатора и в проводах, идущих от трансформатора к транзисторам.

34. Действующее значение тока коллекторной обмотки

$$I_к = \frac{I_{кm}}{\sqrt{2}} = \frac{3,4}{\sqrt{2}} = 2,4 \ a.$$

35. Действующее значение тока базовой обмотки (при $\alpha \approx 0,9$)

$$I_б = I_к \frac{1 - \alpha}{\alpha} = 2,4 \frac{1 - 0,9}{0,9} \approx 0,27 \ a.$$

36. Диаметры проводов обмоток трансформатора (без изоляции)

$$d_в = 1,13 \sqrt{\frac{I_в}{\delta}} = 1,13 \sqrt{\frac{24,4}{4,5}} = 2,6 \ мм;$$

$$d_к = 1,13 \sqrt{\frac{I_к}{\delta}} = 1,13 \sqrt{\frac{2,4}{4,5}} = 0,82 \ мм;$$

$$d_б = 1,13 \sqrt{\frac{I_б}{\delta}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,27}{4,5}} = 0,28 \ мм.$$

Расчет мощности, выделяющейся на транзисторах, сопротивлений R_1, R_2 и тока, потребляемого задающим генератором от источника питания, производится так, как это сделано в примере 1 гл. 2.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

СПЕЦИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

13. СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

В ряде случаев преобразователи служат для преобразования постоянного напряжения в переменное напряжение прямоугольной формы без последующего выпрямления. При этом часто бывает необходимо, чтобы частота, выра-

батываемая преобразователем (задающим генератором), поддерживалась неизменной.

Частота преобразователя жестко связана с параметрами трансформатора задающего генератора выражением (2), из которого следует, что

$$f = \frac{U_с - \Delta U_{к\text{-}э}}{4w_к B_m Q_{ст} k_с} \approx \frac{U_с}{4w_к B_m Q_{ст} k_с} .$$

Так как величина $\Delta U_{к\text{-}э}$ обычно невелика, то можно с достаточной степенью точности считать, что частота преобразователя f прямо пропорциональна напряжению источника питания $U_с$ при неизменных значениях остальных величин, входящих в формулу. Следует напомнить, что индукция B_m для данного трансформатора задающего генератора является постоянной величиной, зависящей от свойств магнитного материала и способа сборки сердечника.

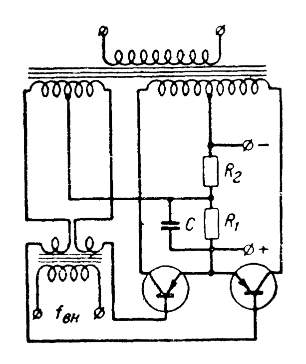


Рис. 27. Схема стабилизации частоты преобразователя.

Для поддержания стабильности частоты преобразователя при колебаниях напряжения источника питания $U_с$ можно использовать схему рис. 27. Эта схема позволяет синхронизировать частоту преобразователя f с частотой внешнего источника $f_{вн}$, стабильность которой поддерживается в нужных пределах. При этом преобразователь, вырабатывающий без синхронизации частоту f, будет вынужден работать с „навязанной" ему частотой $f_{вн}$. Устойчивая синхронизация наблюдается в том случае, когда частота внешнего источника $f_{вн}$ не менее, чем на 5—10% превышает собственную частоту преобразователя f при его работе без синхронизации. Синхронизация возможна и в тех случаях, когда частота внешнего источника в 3 — 4 раза выше собственной частоты преобразователя.

Как видно из схемы рис. 27, в цепь базовых обмоток основного трансформатора последовательно включены обмотки синхронизирующего трансформатора с напряжением около 1 *в* на каждой из них. Синхронизирующий трансформатор питается от внешнего источника синусоидально-

го напряжения требуемой частоты. Возможна также синхронизация от источника напряжения прямоугольной формы. В некоторых случаях достаточно бывает включить синхронизирующее напряжение только в одну из базовых обмоток трансформатора преобразователя.

Если при максимальном напряжении питающей сети выполняется условие

$$f \leqslant (0,9 \div 0,95) f_{ин},$$

то частота преобразователя будет поддерживаться неизменной при снижении питающего напряжения на 30—40% от максимального значения. Дальнейшее снижение напряжения может привести к заметному искажению прямоугольной формы выходного напряжения. Искажение формы напряжения может возникнуть также и в том случае, если частота внешнего источника будет значительно выше собственной частоты преобразователя (в 5—10 раз).

При работе трансформатора преобразователя в схеме со стабилизацией частоты величина индукции B_m не остается постоянной, а изменяется пропорционально величине питающего напряжения $U_с$; это следует из выражения (2), если принять, что $f = \mathrm{const}$.

Мощность синхронизирующего трансформатора определяется напряжением и током его вторичных обмоток. В схеме рис. 27, например, ток вторичных обмоток равен базовому току транзисторов преобразователя.

Все сказанное относится к схемам двухтактных преобразователей.

В схемах однотактных преобразователей (рис. 3), которые применяются значительно реже и используются только для преобразования очень малых мощностей, частота, вырабатываемая преобразователем, примерно равна:

$$f \approx \frac{R(1-\alpha)}{L_к \alpha} \cdot \frac{w_к}{w_б},$$

где $L_к$ — индуктивность коллекторной обмотки.

Следует отметить, что величина $L_к$ зависит от тока коллекторной обмотки, а следовательно, и от напряжения питания. Кроме того, частота, очевидно, зависит от коэффициента усиления транзистора по току, который в свою очередь может изменяться при изменениях режима и окружающей температуры.

14. СТАБИЛИЗАЦИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Как было показано выше, изменение напряжения питающей сети U_c вызывает пропорциональное изменение частоты f, вырабатываемой преобразователем. Одновременно изменение питающего напряжения вызывает пропорциональное изменение напряжения на обмотках трансформатора и выпрямленного напряжения преобразователя U_0, так как

$$U_в = U_к n = (U_c - \Delta U_{к\,э}) n,$$

а $U_0 \approx U_в$ в мостовой и двухфазной схемах и $U_0 \approx 2U_в$ в схеме удвоения напряжения.

Величина $\Delta U_{к.э}$ обычно мала по сравнению с U_c; поэтому можно считать, что напряжение выходной обмотки преобразователя $U_в$, а следовательно, и выпрямленное напряжение U_0 прямо пропорциональны напряжению питания U_c.

Часто требуется, чтобы выходное напряжение преобразователя (переменное или постоянное) мало менялось при изменениях напряжения сети и тока нагрузки, т. е. чтобы выходное напряжение было стабильным.

Стабилизацию выходного напряжения можно осуществить двумя способами:

1) путем стабилизации выпрямленного напряжения; при этом переменное напряжение на обмотках трансформатора остается нестабильным;

2) путем стабилизации напряжения, питающего преобразователь.

При любом способе стабилизации напряжения затрачивается дополнительная мощность, составляющая примерно 20—50% от полезной мощности. Следовательно, при наличии стабилизации к. п. д. преобразователя заметно падает; это должно быть учтено при решении вопроса о введении стабилизации в схему.

Стабилизация выпрямленного напряжения производится с помощью обычных схем электронных стабилизаторов или схем со стабилитронами (газонаполненными или полупроводниковыми). Возможно также применение схем, подобных схемам электронных стабилизаторов, но с использованием транзисторов в качестве регулирующих и усилительных элементов. Описание работы таких схем и их расчет приводятся в соответствующей литературе.

Для стабилизации постоянного напряжения, питающего преобразователь, в качестве регулирующих элементов чаще всего применяются транзисторы. Поэтому стабилизация напряжения, питающего преобразователь, может быть рекомендована только в том случае, если выходная мощность преобразователя невелика (менее 100 *вт*). При больших значениях выходной мощности абсолютная величина потерь на регулирующем элементе стабилизатора настолько возрастает, что применение стабилизации становится невыгодным по двум причинам. Во-первых, большая

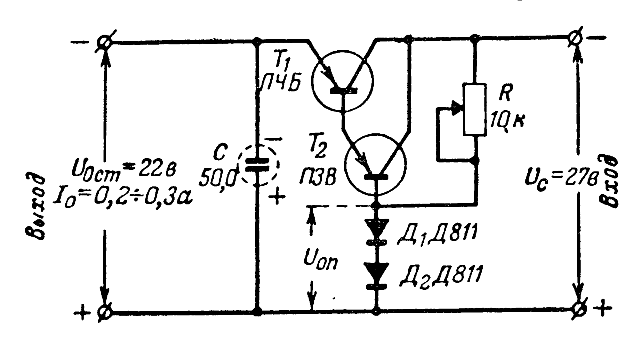


Рис. 28. Схема стабилизации входного напряжения преобразователя.

мощность, которая рассеивается на регулирующем элементе, требует параллельного включения большого числа транзисторов, составляющих регулирующий элемент. Это приводит к увеличению размеров конструкции (главным образом за счет теплоотводов) и снижает надежность работы схемы. Во-вторых, если при малых мощностях преобразователя можно мириться с невысоким к. п. д. схемы, то при больших мощностях, когда абсолютное значение потерь измеряется десятками ватт, снижение к. п. д. может оказаться нежелательным, а в некоторых случаях и недопустимым (при ограниченной мощности источника питания).

Схема, приведенная на рис. 28, позволяет получить стабилизованное напряжение на входе преобразователя. При этом выходное напряжение преобразователя (переменное или постоянное) будет поддерживаться с той же степенью стабильности. Если внутреннее сопротивление выпрямителя, включенного на выход преобразователя, мало, как это бывает в случае применения полупроводниковых диодов, то изменение тока нагрузки выпрямителя будет мало сказы-

ваться на стабильности выходного выпрямленного напряжения. Если преобразователь предназначен для получения переменного напряжения, то при изменении тока нагрузки выходных обмоток напряжение на них изменяется незначительно, если ток нагрузки не превышает допустимого для данного преобразователя значения. Так как напряжение на входе преобразователя поддерживается постоянным, то, как это следует из выражения (2), частота, вырабатываемая преобразователем, также остается стабильной.

Схема стабилизатора состоит из регулирующего транзистора T_1, транзистора T_2, который является эмиттерным повторителем, кремниевых стабилитронов (опорных диодов) $Д_1$ и $Д_2$ и сопротивления R.

Кремниевые диоды $Д_1$ и $Д_2$ используются в качестве источника опорного напряжения $U_{оп}$, от стабильности которого зависит стабильность выходного напряжения стабилизатора $U_{0\,ст}$. Количество последовательно включенных диодов определяется заданным напряжением на выходе стабилизатора (на входе преобразователя) и напряжением каждого диода: сумма напряжений на диодах должна быть практически равна выходному напряжению стабилизатора

$$U_{оп} \approx U_{0\,ст}.$$

Стабильное напряжение на кремниевых диодах (стабилитронах) получается при пропускании через них обратного тока (в направлении запирания). Напряжение на диодах мало меняется при изменении обратного тока в довольно широких пределах (табл. 8). Однако чем меньше пределы изменения тока через диоды, тем более стабильным будет опорное напряжение.

Транзистор T_2 служит для того, чтобы уменьшить пределы изменения тока через диоды и тем самым повысить стабильность опорного напряжения. Так как через сопротивление R, кроме базового тока транзистора T_2, протекает также ток диодов $Д_1$ и $Д_2$, то увеличение или уменьшение базового тока вызывает соответственно уменьшение или увеличение тока через диоды, потому что сумма напряжений на диодах и на сопротивлении R изменяется незначительно.

Очевидно, что уменьшение абсолютного значения базового тока приведет к уменьшению пределов изменений этого тока, а следовательно, и к уменьшению пределов изме-

нения тока через опорные диоды. Задачу уменьшения базового тока, протекающего через сопротивление R, выполняет транзистор T_2. При отсутствии транзистора T_2 через сопротивление R протекал бы сравнительно большой базовый ток регулирующего транзистора T_1. В схеме рис. 28 базовый ток регулирующего транзистора T_1 проходит через коллекторную цепь транзистора T_2; поэтому базовый ток последнего, проходящий через сопротивление R, будет приблизительно в 10 раз меньше базового тока транзистора T_1 (при $\alpha=0{,}9$). Это обеспечит повышение стабильности опорного напряжения. Кроме того, включение транзистора T_2 увеличивает коэффициент стабилизации схемы.

Работает схема следующим образом. При увеличении напряжения на входе стабилизатора напряжение на его выходе стремится возрасти. Разность между опорным и выходным напряжением уменьшается, и потенциал эмиттера регулирующего транзистора T_1 становится менее положительным по отношению к базе транзистора T_2, а также и по отношению к своей базе. Это приводит к увеличению сопротивления постоянному току участка эмиттер—коллектор регулирующего транзистора T_1 и к возрастанию падения напряжения на этом участке на величину, почти равную изменению входного напряжения. В результате, напряжение на выходе стабилизатора останется почти без изменения. В случае уменьшения входного напряжения схема поддерживает постоянство выходного напряжения за счет уменьшения падения напряжения на участке эмиттер—коллектор транзистора T_1. Схема рис. 28 способна также поддерживать выходное напряжение неизменным при небольших колебаниях тока нагрузки.

Данные, указанные на схеме рис. 28 (напряжения и токи, типы транзисторов и диодов, величина сопротивления и емкости), соответствуют применению этой схемы в качестве стабилизатора для преобразователя, рассчитанного в примере 2 гл. 2. При работе с этим стабилизатором нестабильность выпрямленного напряжения преобразователя (7 *кв*) составляет около $\pm 0{,}4\%$, (т. е. ± 30 *в*) при колебаниях напряжения питающей сети (27 *в*) на $\pm 10\%$ (т. е. на ± 3 *в*).

Заметим, что кремниевые стабилитроны имеют сравнительно большой температурный коэффициент напряжения (0,07—0,1%/°С), что приводит к почти такой же нестабильности выходного напряжения при колебаниях окружающей температуры.

Конденсатор C на выходе стабилизатора (рис. 28) служит для сглаживания пульсации выходного напряжения в том случае, если для питания схемы используется выпрямленное напряжение. Значение емкости этого конденсатора может колебаться в довольно широких пределах в зависимости от амплитуды пульсации выпрямленного напряжения.

При использовании схем, подобных рассмотренной, ограничивающим фактором является мощность, рассеивающаяся на регулирующем транзисторе T_1 и равная произве-

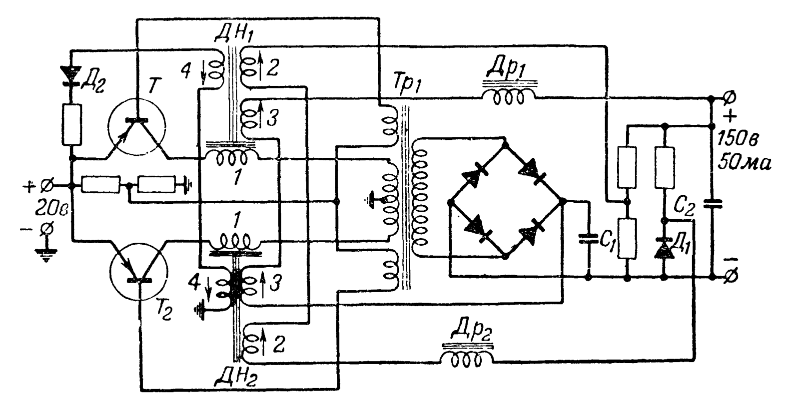


Рис. 29. Магнитный стабилизатор напряжения преобразователя.

дению тока нагрузки на падение напряжения на участке эмиттер — коллектор. Если эта мощность превышает допустимую для данного транзистора, то необходимо включить несколько транзисторов параллельно или использовать более мощный транзистор. При этом следует иметь в виду, что падение напряжения на участке эмиттер — коллектор не должно быть менее 1,5—2 *в*.

В зарубежной литературе опубликована схема стабилизации выходного напряжения преобразователя, приведенная на рис. 29. В качестве регулирующих элементов в этой схеме используются два дросселя насыщения ($ДН_1$ и $ДН_2$), каждый из которых имеет четыре обмотки. Основные обмотки (*1*) дросселей включены последовательно в коллекторные цепи обычного двухтактного преобразователя. Остальные три обмотки каждого дросселя являются управляющими и служат для управления индуктивностью основной обмотки в зависимости от выходного выпрямлен-

ного напряжения (обмотка *2*), тока нагрузки (обмотка *3*) и напряжения питания преобразователя (обмотка *4*). Это позволяет поддерживать среднее значение выходного выпрямленного напряжения стабильным при изменениях тока нагрузки и напряжения питания.

Направление токов и число витков управляющих обмоток выбраны с таким расчетом, чтобы при увеличении выпрямленного напряжения, уменьшении тока нагрузки и увеличении напряжения питания индуктивность основной обмотки дросселя возрастала. При этом часть входного (питающего) напряжения будет падать на основной обмотке дросселя, и к коллекторной (первичной) обмотке трансформатора будет приложено пониженное напряжение. В результате напряжение выходной (вторичной) обмотки трансформатора уменьшится, а выпрямленное напряжение понизится почти до первоначальной величины.

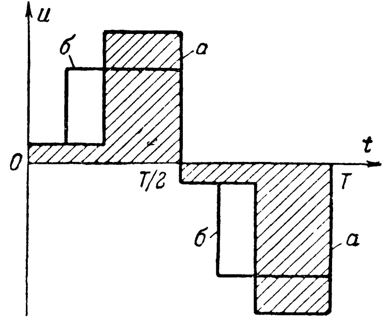


Рис. 30. Формы кривых выходного напряжения преобразователя с магнитным стабилизатором.

При уменьшении выпрямленного напряжения, увеличении тока нагрузки и уменьшении напряжения питания индуктивность основной обмотки дросселя уменьшится, напряжение на обмотках трансформатора возрастет, а выпрямленное напряжение повысится почти до первоначальной величины.

Регулирование среднего значения выпрямленного напряжения с помощью дросселей насыщения, включенных в коллекторную цепь преобразователя, вызывает искажение формы кривой выходного переменного напряжения. На рис. 30 показаны формы кривых напряжения на вторичной (выходной) обмотке трансформатора преобразователя при повышенном (*а*) и пониженном (*б*) напряжениях питающей сети. Как видно из рис. 30, площади кривых в обоих случаях остаются одинаковыми, следовательно, средние значения выпрямленного напряжения также будут равны между собой. Такое же изменение формы кривой выходного напряжения будет иметь место соответственно при уменьшении (*а*) и увеличении (*б*) тока нагрузки. Из рис. 30 следует, что частота преобразователя в схеме рис. 29 оста-

ется неизменной при колебаниях входного напряжения и тока нагрузки.

Недостатками схемы рис. 29 являются трудность расчета и изготовления многообмоточного дросселя насыщения, сложность настройки схемы и искажение формы кривой переменного напряжения, затрудняющее фильтрацию выпрямленного напряжения. Схема может быть использована для стабилизации напряжения преобразователей небольшой мощности.

Параметры схемы рис. 29 следующие. Напряжение питания 20 *в* ±10%. Частота преобразователя 1 500 *гц*. Выходное выпрямленное напряжение 150 *в*. Ток нагрузки 50 *ма* ±40%. Нестабильность выходного напряжения при этих условиях составляет 1%. К. п. д. схемы при максимальном токе нагрузки лежит в пределах 75—80%.

Сглаживающий фильтр состоит из конденсатора $C_1 = 15\,000$ *пф*, дросселя $Др_1$ с индуктивностью $L = 0{,}25$ *гн* и конденсатора $C_2 = 1{,}5$ *мкф*.

В цепь управляющих обмоток, следящих за изменениями выходного напряжения, включен дроссель $Др_2$, уменьшающий переменную составляющую тока в этой цепи.

Опорное напряжение в схеме создается на кремниевом диоде (стабилитроне) $Д_1$.

Для увеличения изменений тока в управляющих обмотках, следящих за изменениями напряжения питания, в цепь этих обмоток включен опорный диод (стабилитрон) $Д_2$.

15. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ В КАЧЕСТВЕ МНОГОФАЗНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

С помощью преобразователей можно получать переменные напряжения прямоугольной формы, сдвинутые друг относительно друга на любой угол. Обычные методы, применяемые для получения сдвига фаз в цепях с синусоидальными напряжениями (например, включение конденсатора), не могут быть использованы для напряжений прямоугольной формы.

В иностранной литературе описана схема преобразователя, дающая возможность получить два напряжения прямоугольной формы, сдвинутых на 90° (двухфазное напряжение). Такое напряжение находит применение для питания магнитных усилителей, серводвигателей переменного тока и других систем регулирования небольшой мощности (до 20—30 *вт*).

На рис. 31 приведена схема для получения двухфазного напряжения прямоугольной формы. Она состоит из двух одинаковых преобразователей и двух одинакозых вспомогательных схем, на одну из которых подается напряжение синхронизации, пропорциональное сумме, а на другую—

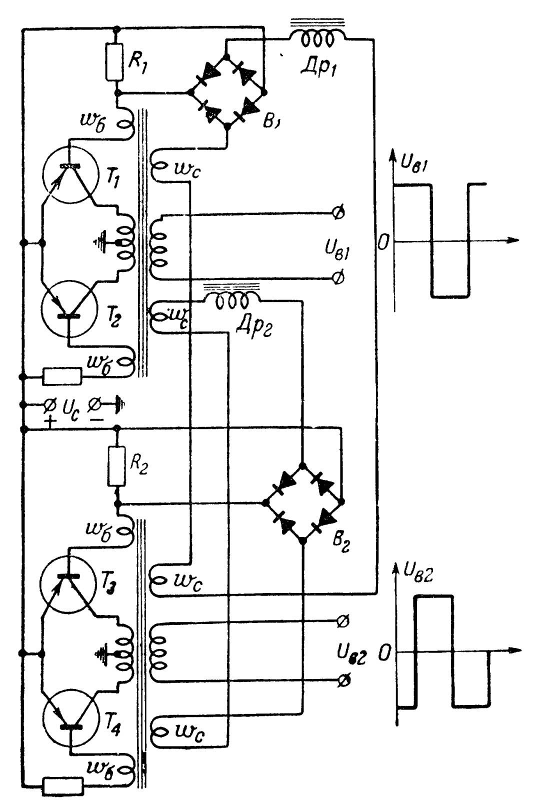


Рис. 31. Схема преобразователя для получения двухфазного напряжения.

пропорциональное разности выходных напряжений преобразователей. Каждая вспомогательная схема состоит из насыщенного дросселя ($Др_1$, $Др_2$) и выпрямителя, собранного по мостовой схеме ($В_1$, $В_2$). Выпрямленное напряжение выделяется на сопротивлении нагрузки (R_1, R_2), включенном в цепь базы одного из транзисторов каждого преобразователя (T_1, T_3).

Если сдвиг фаз выходных напряжений будет отличаться от 90°, то в цепи той или другой вспомогательной схемы возникает корректирующее напряжение, управляющее моментом переключения транзисторов T_1 и T_3 и сдвигающее фазу напряжения одного из преобразователей на нужную величину.

Индуктивное сопротивление дросселя $Др_1$ (или $Др_2$), когда он не насыщен, должно быть велико по сравнению с сопротивлением R_1 (или R_2) и очень мало, когда он на-

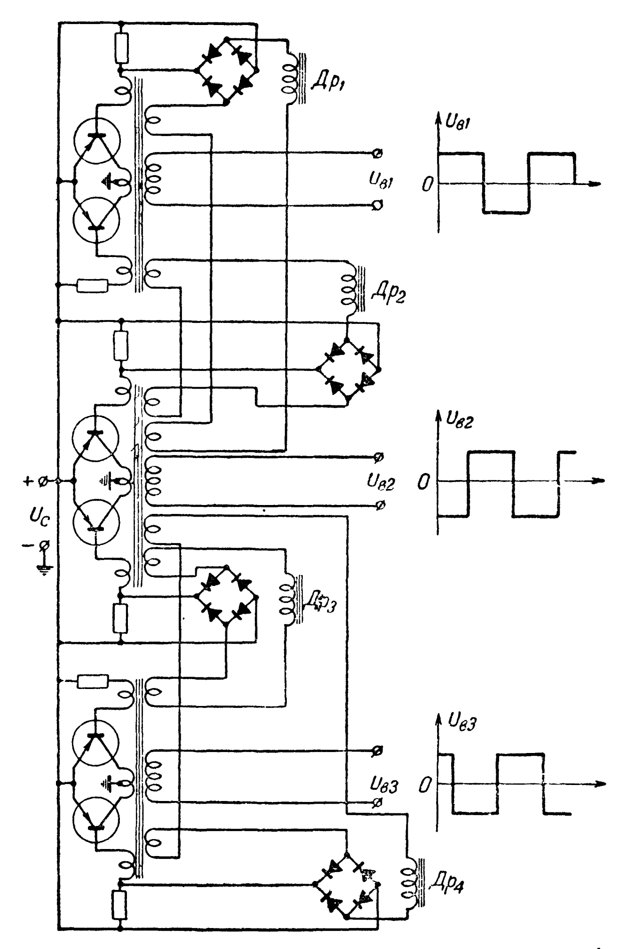


Рис. 32. Схема преобразователя для получения трехфазного напряжения.

сыщен. Кроме того, индуктивность ненасыщенного дросселя должна быть достаточно велика, чтобы не создавать большой нагрузки на преобразователь. Обмотки напряжения синхронизации ($w_с$) имеют в 2 раза больше витков, чем базовые обмотки ($w_б$). Сопротивление R_1 (или R_2) примерно равно сопротивлению участка эмиттер—база применяемых транзисторов.

Сдвиг фаз выходных напряжений на 90° в схеме рис. 31 поддерживается с точностью около ±5° при обычных изменениях напряжения питания преобразователей и токов нагрузок.

Если в схеме рис. 31 индуктивность дросселя $Др_1$ сделать вдвое меньше индуктивности дросселя $Др_2$, то напряжение $U_{в2}$ будет отставать по фазе от напряжения $U_{в1}$ на 120°. Используя это свойство, можно создать схему „трехфазного" преобразователя, изображенную на рис. 32. В этой схеме, которая состоит из трех преобразователей, четырех выпрямителей и четырех насыщенных дросселей, напряжение $U_{в3}$ отстает по фазе на 120° от напряжения $U_{в2}$, а напряжение $U_{в2}$, в свою очередь, отстает на 120° от напряжения $U_{в1}$. Индуктивности дросселей $Др_1$ и $Др_3$ равны между собой и в 2 раза меньше одинаковых индуктивностей дросселей $Др_2$ и $Др_4$.

16. СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И УСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ РАБОТЫ ПРИ ПОВЫШЕННОМ НАПРЯЖЕНИИ ПИТАНИЯ

Выше было указано, что в схемах двухтактных преобразователей и усилителей мощности напряжение между эмиттером и коллектором запертого транзистора достигает величины 2,4 $U_с$. Эта величина представляет собой удвоенное напряжение питания (2 $U_с$), умноженное на коэффициент 1,2, который учитывает перенапряжения, возникающие в моменты переключения транзисторов. Очевидно, указанное соотношение ограничивает напряжение питания величиной 21—25 *в*, так как максимально допустимое напряжение между эмиттером и коллектором у существующих мощных транзисторов не превышает 50—60 *в*.

Избыток напряжения свыше 25 *в* можно было бы погасить при помощи последовательно включенных сопротивлений или снимая нужное напряжение с делителя. Однако, если такой способ приемлем иногда для маломощных преобразователей, то при больших мощностях включение

гасящих сопротивлений или делителей приведет к большой потере мощности и резкому снижению к. п. д. преобразователя, что никак не может быть рекомендовано. Поэтому при существующих транзисторах использование источников с напряжением более 25 *в* для питания обычных схем преобразователей практически невозможно.

На рис. 33 приведена схема преобразователя (задающего генератора) с усилителем мощности, позволяющая работать при повышенном напряжении источника питания. Как задающий генератор, так и усилитель мощности состоят каждый из двух последовательно включенных одинаковых схем; при этом напряжение между эмиттером и коллектором каждого запертого транзистора будет почти в 2 раза меньше, чем в обычной схеме, и составит приблизительно $1{,}2U_с$. Очевидно, увеличение количества последовательно включенных схем (m) приведет к соответствующему уменьшению напряжения между эмиттером и коллектором; величина этого напряжения определяется выражением $\frac{2{,}4}{m}U_с$.

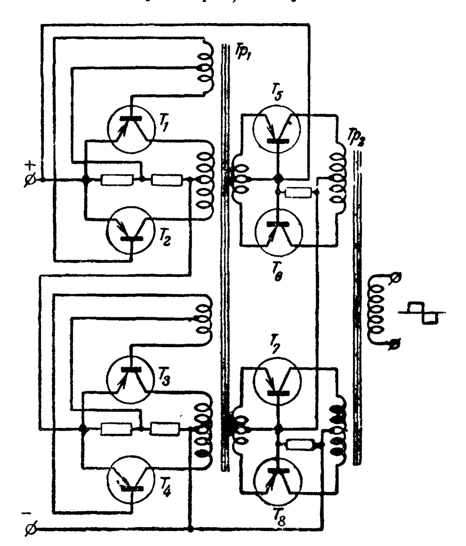


Рис. 33. Схема преобразователя с усилителем мощности для работы при повышенном напряжении источника питания.

Транзисторы T_1, T_2, T_3 и T_4 работают в схеме задающего генератора, а транзисторы T_5, T_6, T_7 и T_8 — в схеме усилителя мощности. В данном случае трансформатор $Тр_1$ является общим для обеих схем. Нетрудно видеть, что подобные схемы задающих генераторов и усилителей мощности могут быть выполнены и независимо друг от друга.

При расчете таких схем надо иметь в виду, что напряжение на половине коллекторной обмотки задающего генератора или усилителя мощности составляет $\frac{U_с - \Delta U_{к\text{-}э}}{m}$.

Недостатком данной схемы и подобных ей схем является необходимость увеличения общего количества транзисторов в m раз по сравнению с обычными схемами.

Сопротивления в схеме усилителя мощности служат для выравнивания напряжений на участках эмиттер — коллектор запертых транзисторов.

17. ЗАЩИТА ТРАНЗИСТОРОВ ОТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ В СХЕМАХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Перенапряжения, возникающие в схеме преобразователя в моменты переключения транзисторов, как уже было сказано, суммируются с удвоенным напряжением питания и прикладываются к запертым транзисторам, увеличивая опасность их пробоя. Величина этих перенапряжений обычно не превышает 20—40% от амплитуды напряжения на коллекторной обмотке $U_к$. Однако при неудачном размещении обмоток трансформатора преобразователя перенапряжения могут достигать значительно больших значений, что сильно ухудшает условия работы транзисторов.

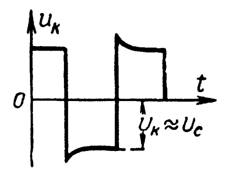


Рис. 34. Форма кривой напряжения на коллекторной обмотке трансформатора преобразователя.

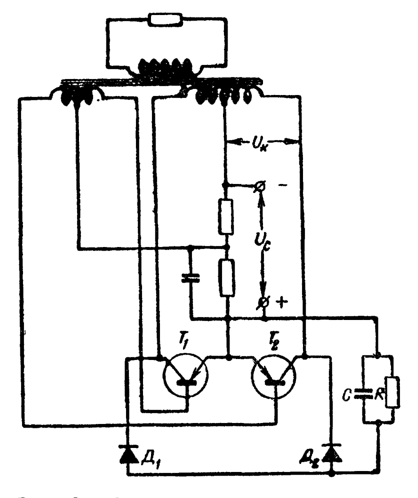


Рис. 35. Схема защиты транзисторов преобразователя от перенапряжений.

Перенапряжения имеют форму коротких остроконечных импульсов («всплесков»), которые совпадают по времени с передним фронтом прямоугольной волны переменного напряжения, вырабатываемого преобразователем. На рис. 34 показана типичная форма напряжения на коллекторной обмотке трансформатора. Очевидно, почти такая

же форма напряжения будет и на других обмотках этого трансформатора. Уменьшение амплитуды «всплесков» повышает надежность работы транзисторов и позволяет использовать для питания преобразователей источники с более высоким напряжением.

На рис. 35 приведена схема защиты транзисторов преобразователя от перенапряжений («всплесков»), предложенная инженерами Г. Б. Малько и В. М. Кандыкиным. Схема представляет собой обычный двухтактный преобразователь (см., например, рис. 9) с дополнительными конденсатором C, сопротивлением R и двумя диодами $Д_1$ и $Д_2$. Конденсатор C и сопротивление R включены параллельно участкам эмиттер — коллектор транзисторов T_1 и T_2 через диоды $Д_1$ и $Д_2$.

Емкость конденсатора C и величина сопротивления R выбираются такими, чтобы сгладить выбросы («всплески») напряжения между эмиттером и коллектором. При этом среднее значение напряжения на конденсаторе C, которое, очевидно, равно напряжению между эмиттером и коллектором запертого транзистора, не будет превышать удвоенного напряжения питания ($2U_с$). Во время работы преобразователя напряжение на конденсаторе C немного колеблется около этого значения. В практических случаях конденсатор C имеет емкость порядка нескольких микрофарад, а сопротивление R берется величиной порядка десятков или сотен тысяч ом.

Диоды $Д_1$ и $Д_2$ служат для того, чтобы напряжение $2U_с$ между эмиттером и коллектором запертого транзистора не оказалось приложенным к участку эмиттер — коллектор другого, открытого в этот момент, транзистора. Так как через эти диоды происходит заряд конденсатора C, то желательно, чтобы их сопротивление было возможно меньшим. Поэтому в этих цепях целесообразно использовать германиевые или кремниевые диоды с обратным напряжением не менее $2U_с$.

Подобные схемы можно применить для защиты транзисторов от «всплесков» и в схемах усилителей мощности.

СОДЕРЖАНИЕ

ЛИТЕРАТУРА

Симонов Ю., Преобразователь постоянного тока на полупроводниковых приборах, «Радио», 1956, № 9.

Собещанский Л., Власов М., Преобразователь на полупроводниковых приборах для приемника А-8, «Радио», 1957, № 1.

Цыкин Г. С., Полупроводниковый преобразователь постоянного тока, «Радиотехника», 1957, № 12.

Полупроводниковые триоды в радиотехнических схемах (сборник переводов с английского), Воениздат, 1958

Горюнов Н., Преобразователи напряжения на полупроводниковых триодах, «Радио», 1958, № 7.

Хохлов Б., Импульсная фотовспышка на полупроводниковых триодах «Радио», 1958, № 8.

Приполов Э. Я., Гаряинов С. А., Применение плоскостных полупроводниковых триодов в сглаживающем фильтре, «Электросвязь», 1958, № 5.

Мачинский В., Штильман В., Фильтр с полупроводниковым триодом, «Радио», 1959, № 1.

Ухин Н. А., Стабилизаторы напряжения на полупроводниковых триодах. Полупроводниковые приборы и их применение (сборник статей под редакцией Я. А. Федотова), вып. 3, изд. «Советское радио», 1958.

Цена 1 р. 90 к.